N° d'ordre 44 Année 1979

THÈSE

présentée à

L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE TOULOUSE

en vue de l'obtention

du Diplôme de Docteur-Ingénieur
Mention : Electrotechnique

par

Philippe VIAROUGE
Ingénieur ENSEEIHT

CONTRIBUTION A L'ETUDE DES PROCEDES DE REGLAGE DE VITESSE DES MACHINES SYNCHRONES ALIMENTEES PAR CONVERTISSEURS STATIQUES EN COMMUTATION NATURELLE

Gestion de processus et contrôle de l'angle de commande du convertisseur par calculateur numérique

soutenue le 21 mai 1979 devant la Commission d'examen

MM.	MARTY	Président
	GRELLET	Examinateurs
	LAJOIE-MAZENC	
	PERRET	
	TRANNOY	

N° d'ordre 44 Année 1979

THÈSE

présentée à

L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE TOULOUSE

en vue de l'obtention

du Diplôme de Docteur-Ingénieur
Mention : Electrotechnique

par

Philippe VIAROUGE

Ingénieur ENSEEIHT

CONTRIBUTION A L'ETUDE DES PROCEDES DE REGLAGE DE VITESSE DES MACHINES SYNCHRONES ALIMENTEES PAR CONVERTISSEURS STATIQUES EN COMMUTATION NATURELLE

Gestion de processus et contrôle de l'angle de commande du convertisseur par calculateur numérique

soutenue le 21 mai 1979 devant la Commission d'examen

MM.	MARTY	Président
	GRELLET	Examinateurs
	LAJOIE-MAZENC	
	PERRET	
	TRANNOY	

UNIV.
LEIDEN
BIBL.

INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE TOULOUSE

PRESIDENT D'HONNEUR

M. le Professeur ESCANDE
Membre de l'Institut

PRESIDENT

M. le Professeur MONTEL

VICE-PRESIDENTS

M. MARTY	Professeur
M. ENJALBERT	Professeur sans chaire
M. CONSTANT	Maître de Conférences
M. ANDRE	Maître Assistant

Directeur de l'E.N.S.A.T.	Monsieur le Professeur RAYNAUD
Directeur de l'E.N.S.C.T.	Monsieur le Professeur VOIGT
Directeur de l'E.N.S.E.E.I.H.T.	Monsieur le Professeur NOUGARO
Directeur de l'I.G.C.	Monsieur le Professeur GARDY

SECRETAIRE GENERAL

M. CRAMPES

PROFESSEURS HONORAIRES

M. ESCANDE - Membre de l'Institut
M. DIEHL
M. DUPIN

PROFESSEURS

M. ANGELINO	Génie Chimique
M. BUGAREL	Génie Chimique
M. DAT	Mécanique
M. GARDY	Génie Chimique
M. GRUAT	Mécanique
M. HOFFMANN	Electronique, Electrotechnique, Automatique
M. MARTY	Electronique, Electrotechnique, Automatique
M. MONTEL	Chimie Appliquée et Chimie des Matériaux
M. NOUGARO	Mécanique
M. THIRRIOT	Mécanique
M. VOIGT	Chimie Minérale

.../.

PROFESSEURS SANS CHAIRE

Melle	BERDUCOU	Biologie et Biochimie Appliquées, Sciences Agronomiques
M.	CALMON	Biologie et Biochimie Appliquées, Sciences Agronomiques
M.	DABOSI	Chimie Appliquée et Chimie des Matériaux
M.	ENJALBERT	Génie Chimique
M.	FABRE	Mécanique
M.	FALLOT	Biologie et Biochimie Appliquées, Sciences Agronomiques
M.	GILOT	Chimie Appliquée et Chimie des Matériaux
M.	LEFEUVRE	Electronique, Electrotechnique, Automatique
M.	MATHIEU	Chimie Analytique Appliquée et Chimie des Matériaux
M.	TRANNOY	Electronique, Electrotechnique, Automatique
M.	TRUCHASSON	Mécanique

MAITRES DE CONFERENCES

M.	ALBERTINI	Sciences Agronomiques
M.	BAJON	Electronique, Electrotechnique, Automatique
M.	BAUDRAND	Electronique, Electrotechnique, Automatique
M.	BOURGEAT	Minéralogie, Géochimie, Pétrographie et Géologie Appliquée
M.	BRUEL	Informatique fondamentale et appliquée
M.	BUIS	Biologie et Physiologie végétale
M.	CANDAU	Biologie et Biochimie Appliquée, Sciences Agronomiques
M.	CONSTANT	Chimie minérale
M.	COSTES	Electronique, Electrotechnique, Automatique
M.	COUDERC	Génie Chimique
M.	ECOCHARD	Biologie et Biochimie Appliquée, Sciences Agronomiques
M.	FOCH	Electronique, Electrotechnique, Automatique
M.	GASET	Chimie Organique Appliquée et Chimie des Matériaux
M.	GOURDENNE	Chimie Physique
M.	LABAT	Biologie et Biochimie Appliquée, Sciences Agronomiques
M.	LENZI	Chimie APpliquée et Chimie des Matériaux
M.	MASBERNAT	Mécanique
M.	MATHEAU	Electronique, Electrotechnique, Automatique
M.	MORELIERE	Electronique, Electrotechnique, Automatique
M.	TERRON	Zoologie et Ecologie

Liste établie le 24 janvier 1979

AVANT - PROPOS

Le travail que nous présentons dans ce mémoire a été effectué au Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electrotechnique, d'Electronique, d'Informatique et d'Hydraulique de Toulouse que dirige Monsieur le Professeur B. TRANNOY.

Nous tenons à remercier en particulier :

- Monsieur MARTY, Professeur à l'Institut National Polytechnique de Toulouse, responsable de la filière Electrotechnique de l'ENSEEIHT, Président du jury de soutenance qui nous a accueilli au LEEI.

- Monsieur LAJOIE-MAZENC, Maître de Recherche au Centre National de la Recherche Scientifique, membre du Jury de soutenance et rapporteur pour l'aide et les conseils qu'il nous a apportés au cours de notre étude.

- Monsieur TRANNOY, Professeur à l'Institut National Polytechnique, membre du jury de soutenance pour les encouragements qu'il nous a prodigués.

- Monsieur PERRET, Maître de Conférences à l'Institut National Polytechnique de Grenoble qui nous honore de sa présence parmi les membres du jury.

- Monsieur GRELLET, Ingénieur au Centre d'Etudes et de Recherches de la Compagnie Electro-mécanique pour l'intérêt qu'il a bien voulu porter à notre travail en participant à notre jury de thèse.

- Monsieur Jean HECTOR, Ingénieur au Centre National de la Recherche Scientifique pour les conseils et la collaboration amicale qu'il nous a apportés.

Nous tenons à exprimer notre reconnaissance à Madame GIRAUD, Madame ESCAIG, Monsieur Bertelli, Monsieur et Madame BERNARD et Monsieur CANS qui, à divers titres, ont permis la réalisation de nos travaux.

Enfin, que Monsieur METZ Michel, Monsieur MARTY Pierre, Monsieur HAPIOT Jean-Claude, Monsieur BORDRY Frédérick et Monsieur DAVAT Bernard reçoivent nos remerciements pour leurs conseils et leur disponibilité.

- P L A N -

INTRODUCTION GENERALE

Chapitre I : RAPPEL DES PRINCIPES DE FONCTIONNEMENT D'UNE MACHINE SYNCHRONE AUTOPILOTEE ALIMENTEE EN COURANT

I - PRINCIPE
II - ETUDE SIMPLIFIEE DU FONCTIONNEMENT
III - CARACTERISTIQUES NATURELLES (COMMUTATION INSTANTANEE)
IV - ANALYSE DU FONCTIONNEMENT OPTIMAL EN COMMUTATION NATURELLE.

Chapitre II : PROBLEMES DE MISE EN OEUVRE ET REALISATION DU DISPOSITIF EXPERIMENTAL

A - PRESENTATION DU MONTAGE

I - MACHINE
II - SOURCE DE COURANT
III - COMMUTATEUR
IV - DISPOSITIF DE DEMARRAGE

B - REALISATION DE LA COMMANDE D'AUTOPILOTAGE :

I - CAPTEUR DE POSITION
II - COMMANDE DES THYRISTORS DU COMMUTATEUR
III - DEMARRAGE ET SEQUENCE D'INITIALISATION

C - DEPHASEUR CABLE :

I - CHOIX DU DISPOSITIF
II - PRINCIPE
III - REALISATION
IV - PERFORMANCES

D - LIAISON AVEC LE CALCULATEUR :

I - STRATEGIE
II - INTERFACES
III - PROGRAMMES D'UTILISATION
IV - DEPHASEUR PROGRAMME

E - ETUDE DU DEMARRAGE :

I - EXPOSE DU PROBLEME
II - PROCESSUS DE COMMANDE AU DEMARRAGE
III - ANALYSE ET LIMITES DU DISPOSITIF
IV - DESCRIPTION DE LA COMMANDE
V - COMMANDE DU CALAGE AUX BASSES VITESSES

F - INVERSION DU SENS DE MARCHE :

I - MARCHE DANS LES QUATRE QUADRANTS
II - STRUCTURE DE LA COMMANDE
III - COMPLEMENTS - RESULTATS

CONCLUSION

Chapitre III : DETERMINATION DE LA COMMANDE OPTIMALE EN REGIME PERMANENT

I - ETUDE DU FONCTIONNEMENT EN TENANT COMPTE DES PHENOMENES DE COMMUTATION

1 - Diagramme entre commutations
2 - Fontionnement pendant la commutation
3 - Détermination du fondamental du courant
4 - Prise en compte de la saturation
5 - Caractéristiques électromécaniques

II - DETERMINATION DES LOIS DE COMMANDE AVEC UNE SOURCE D'ALIMENTATION PARFAITE :

1 - Essai de détermination d'une solution analytique
2 - Détermination des lois par simulation numérique
3 - Lois et caractéristiques pour un fonctionnement à tq constant.

III - INFLUENCE DE LA SOURCE DE COURANT REELLE :

1 - Enoncé du problème
2 - Méthode de calcul
3 - Lois de commande optimales en tenant compte de l'ondulation du courant d'alimentation
4 - Résultats
5 - Dimensionnement de l'inductance de lissage L1

IV - PERFORMANCES DU MONTAGE EXPERIMENTAL

CONCLUSION

CONCLUSION GENERALE

- LISTE DES SYMBOLES -

I_c	Courant d'alimentation
I	Courant efficace fondamental par phase
j	Courant inducteur
$i_a(t)$	Ondulation du courant d'alimentation
E	Force électromotrice à vide entre phases
U	Valeur efficace du fondamental de la tension entre phases
U_m	Tension crête entre phases du réseau
$v(t)$	Tension de sortie du redresseur
V_c	Tension moyenne aux bornes du commutateur
$\mathcal{L}\omega$	Réactance synchrone
L_s	Inductance cyclique stator
L_c	Inductance de commutation
L_1	Inductance de ligne du réseau
L_l	Inductance de lissage
λ	Inductance de fuite de Potier
σ	Coefficient de dispersion
α	Coefficient d'équivalence des Ampères-Tours stator-rotor
R_s	Résistance statorique
R_L	Résistance du circuit continu
Φ_r	Valeur efficace du flux résultant dans l'entrefer
C_M	Couple électromagnétique moyen
θ	Angle d'amorçage du redresseur
ψ_a	Angle entre le début de la commutation et le passage par zéro de E
φ_a	Angle entre le début de la commutation et le passage par zéro de U
ψ	Angle entre I et E
φ	Angle entre I et U
τ	Temps de commutation
t_{off}, t_q	Temps d'application de tension inverse
t_{qs}	Temps d'application de tension inverse déterminé par le programme de simulation
ω_r	Pulsation du réseau
ω	Vitesse angulaire électrique
N	Vitesse de rotation mécanique

- I N T R O D U C T I O N -

Les entraînements à vitesse variable utilisant des machines électriques sont à l'heure actuelle de plus en plus utilisés dans l'industrie du fait des possibilités qu'ils offrent au niveau de l'amélioration des procédés de fabrication et de contrôle ou des économies d'énergie.

Les progrès de l'électronique industrielle ont permis tout d'abord de réaliser des dispositifs à vitesse variable utilisant des machines à courant continu. Mais avec le développement actuel des convertisseurs statiques (onduleurs-commutateurs), les machines à courant alternatif peuvent également être utilisées avec tous les avantages qu'elles présentent sur les machines à courant continu : fonctionnement à vitesses élevées, dans un environnement dangereux avec des transferts de puissance importants.

L'utilisation des machines synchrones, parfois adoptée par les petites puissances,est le plus souvent répandue dans le domaine des fortes puissances (500 KW à 50 MW).

La possibilité d'alimentation de telles machines en commutation naturelle constitue un avantage très important puisqu'il permet de minimiser la complexité et le coût des convertisseurs statiques utilisés. Mais cet avantage se trouve contrebalancé par la nécessité d'une commande adaptée et l'adjonction de dispositifs auxiliaires (pour le démarrage par exemple).

Ainsi par exemple, il est nécessaire de contrôler l'angle de calage ψ_a entre la force électromotrice à vide et le courant par phase de la machine afin d'optimiser le fonctionnement sur toute la plage de variation de vitesse.

L'essor des micro-calculateurs peut apporter une solution intéressante à la réalisation de ce type de commande. Il devient ainsi possible de contrôler facilement les diverses séquences de fonctionnement sur tout le domaine de vitesse, de générer des lois de commande appropriées par une gestion du processus en temps réel.

Notre travail a consisté à déterminer les lois de commande nécessaires à un fonctionnement optimal et à les mettre en oeuvre sur un dispositif expérimental au moyen d'un micro-calculateur.

Dans un premier chapitre, nous présentons le principe de fonctionnement d'un tel ensemble ainsi qu'une étude simplifiée du problème posé qui servira de référence dans la suite de l'étude.

Dans le second chapitre, nous trouvons la description de la commande avec tous ses éléments constitutifs y compris le dispositif auxiliaire de démarrage.

Dans le troisième chapitre, nous développons la détermination des lois de commande optimales en tenant compte des nombreux phénomènes secondaires qui apparaissent dans la réalité : influence de la commutation, de la saturation, de l'ondulation du courant d'alimentation et des contraintes au démarrage. Cette étude est suivie de la présentation de résultats obtenus sur le montage expérimental.

- C H A P I T R E I -

RAPPELS DES PRINCIPES DE FONCTIONNEMENT D'UNE MACHINE SYNCHRONE AUTOPILOTEE ALIMENTEE EN COURANT

Il était nécessaire dans ces premières pages de présenter une étude générale et simplifiée du type d'ensemble convertisseur-machine étudié ici. De cette manière, il est facile de faire apparaître les différentes contraintes d'un tel dispositif et les caractéristiques des fonctionnements optimaux qui peuvent être envisagés.

Ainsi les problèmes particuliers qui apparaitront dans la suite de l'étude pourront être introduits plus facilement et rattachés au fonctionnement idéal décrit ici.

I - PRINCIPE DE LA MACHINE SYNCHRONE AUTOPILOTEE :

Une machine synchrone autopilotée alimentée en courant en commutation naturelle est un ensemble convertisseur-machine dont le principe de fonctionnement peut être présenté en définissant successivement ses éléments constitutifs :

. Machine synchrone :

Le fonctionnement de la machine synchrone peut être caractérisé par deux propriétés fondamentales :

- une telle machine possède une excitation et peut donc fonctionner avec un déphasage avant des courants par rapport aux tensions,

- la vitesse électrique de rotation est rigoureusement égale à la fréquence des courants d'alimentation. L'alimentation de la machine synchrone à fréquence variable permet donc d'obtenir un dispositif à variation de vitesse.

. Autopilotage :

Pour éliminer les problèmes de stabilité et les risques de décrochage (par décalage trop important de la roue polaire par rapport au flux résultant)on a été amené à asservir la fréquence d'alimentation à la

vitesse de rotation du rotor à l'aide d'un capteur de position. Ceci constitue l'autopilotage de la machine.

. Alimentation en courant :

Dans ce type d'alimentation, on impose l'amplitude du courant dans les enroulements de la machine, ainsi que le déphasage de celui-ci par rapport aux forces électromotrices correspondantes.

Cette alimentation est assurée par une source de courant continu régulée. La variation de fréquence d'alimentation et le déphasage introduit ci-dessus sont assurés par le capteur de position.

. Commutation naturelle :

Le dispositif d'aiguillage du courant dans les enroulements de la machine est constitué par un convertisseur statique à thyristors. Les tensions aux bornes de la machine synchrone pourront ainsi éventuellement assurer l'extinction des thyristors si les contraintes de commutation sont respectées.

Le convertisseur fonctionnera alors en commutation naturelle.

Ce qui précéde nous permet de représenter un schéma bloc de la machine synchrone autopilotée alimentée en courant (Figure I-1) .

Remarquons que les fonctions de source de courant et d'alimentation à fréquence variable peuvent être réalisées par un dispositif unique (convertisseur direct), ou par la mise en série de deux dispositifs avec un étage intermédiaire à courant continu (convertisseur indirect de fréquence) dans lequel on insère une inductance de lissage du courant. C'est ce dernier dispositif qui a été adopté.

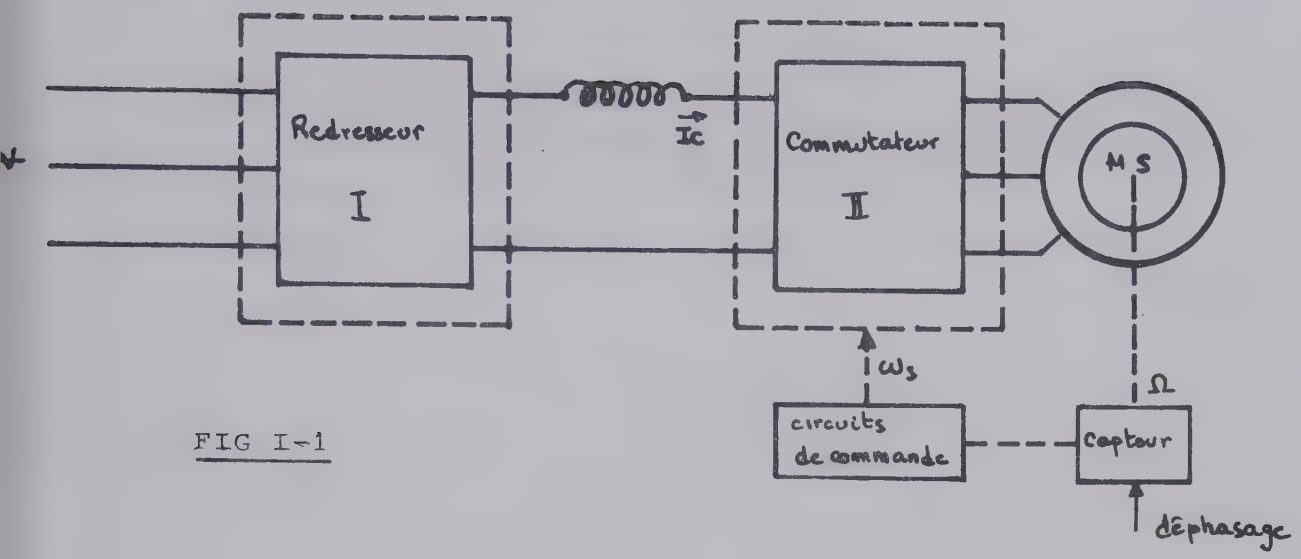


FIG I-1

II - ETUDE SIMPLIFIEE DU FONCTIONNEMENT :

La commutation du courant d'un enroulement de la machine à un autre impose l'existence d'une tension négative suffisante pour que le courant s'annule dans le thyristor à ouvrir. Compte tenu de la contrainte supplémentaire introduite par le temps d'application de tension inverse minimum t_{off}, nécessaire au blocage des thyristors, la tension devra rester négative pendant un temps minimum égal à la somme du temps de commutation et du tq. Ceci impose un déphasage avant du courant par rapport à la tension qui sera assuré par une commande appropriée du capteur de position.

En effet, l'amorçage d'un thyristor est effectué lorsque la roue polaire prend une position déterminée par rapport à la phase correspondante du stator. Cette position réglable détermine donc le déphasage entre l'amorçage d'un thyristor et l'annulation de la force électromotrice induite dans la phase correspondante. Ce déphasage ainsi réalisé est donc directement lié au temps d'application de tension inverse aux bornes du thyristor lors de l'ouverture de celui-ci.

Par ailleurs, le capteur réalise la commande de l'aiguillage du courant d'alimentation dans les enroulements à une fréquence directement liée à la vitesse du rotor.

III - ETUDE SIMPLIFIEE DES CARACTERISTIQUES NATURELLES DE LA MACHINE (EN NEGLIGEANT LES PHENOMENES DE COMMUTATION) :

Cette étude est réalisée avec les hypothèses simplificatrices suivantes :

- la commutation est instantanée,
- la machine synchrone est une machine à pôles lisses non saturée que l'on caractérisera par un diagramme à réactance constante $\mathcal{L}\omega$,
- la source de courant est considérée comme parfaite,
- les thyristors sont considérés comme des interrupteurs idéaux ($t_{\varphi f} = 0$).

Si la machine est couplée en triangle, compte tenu des hypothèses, les formes d'ondes des courants et des tensions peuvent être représentées par la Figure I-2

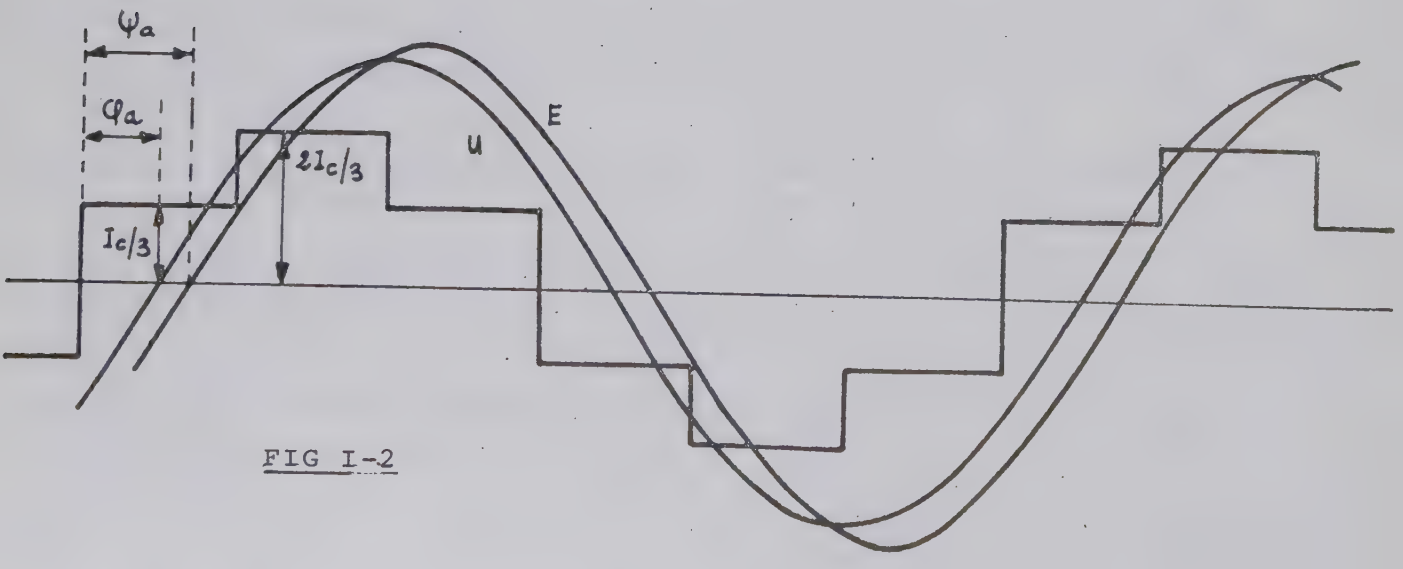


FIG I-2

Si l'on néglige la résistance par phase de la machine, la tension entre phases est sinusoïdale. Le fondamental du courant par phase s'obtient par une décomposition en série de Fourier [1]. On a $I = \frac{2 I_c}{\pi \sqrt{2}}$

I valeur efficace du courant par phase.

En outre, en convention moteur, le fonctionnement peut être caractérisé par le diagramme de la Figure I-3

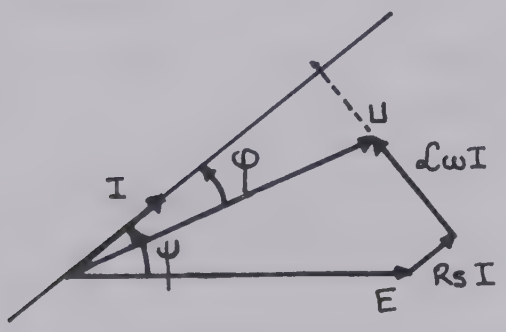


FIG I.3

Compte tenu de ce qui précéde ψ est obligatoirement positif pour un fonctionnement en commutation naturelle.

La puissance consommée par la machine peut s'écrire :

$P = 3UI\cos\varphi \ \# \ V_c I_c$

V_c tension moyenne aux bornes du commutateur

(en negligeant les pertes dans le commutateur).

La puissance utile est $P_u = C\Omega$

C couple électromagnétique

Ω vitesse angulaire de rotation

Le diagramme permet d'écrire :

$U\cos\varphi = E\cos\psi + R_s I$

p : nombre de paires de pôles

Soit $P = 3(EI\cos\psi + R_s I^2)$

Donc $P_u = C\Omega = 3EI\cos\psi = C\frac{\omega}{p}$

La machine n'étant pas saturée on a $E = K\omega$

K dépendant de l'excitation

Donc $C\frac{\omega}{p} = 3K\omega\frac{2I_c}{\pi\sqrt{2}}\cos\psi$ soit

$$\boxed{C = \frac{6pK}{\pi\sqrt{2}} I_c \cos\psi} \quad (I.3.1)$$

Avec les hypothèses retenues, le couple électromagnétique est indépendant de la vitesse.

De plus on a $V_c I_c = \frac{6}{\pi\sqrt{2}}\left(E I_c \cos\psi + R_s \frac{2I_c^2}{\pi\sqrt{2}}\right)$

Soit $$\boxed{V_c = \frac{6}{\pi\sqrt{2}}\left(K\omega\cos\psi + R_s\frac{2I_c}{\pi\sqrt{2}}\right)}$$

Ce qui précède met en évidence les possibilités de réversibilité du montage : en effet, si on impose $\psi > \frac{\pi}{2}$, C devient négatif ; si le signe de la vitesse reste le même, la machine fonctionne alors en génératrice frein.

Dans ces conditions, si la source de courant est réversible, elle fonctionne en onduleur et le convertisseur d'alimentation de la machine fonctionne en redresseur.

Il y a donc freinage avec récupération d'énergie. Une marche dans les quatre quadrants (moteur et génératrice dans les deux sens de rotation) est possible.

IV - ANALYSE DU FONCTIONNEMENT OPTIMAL EN COMMUTATION NATURELLE :

Remarque préliminaire :

La contrainte essentielle, quels que soient les fonctionnements envisagés consiste à assurer les commutations du convertisseur alimentant la machine.

Il faut donc imposer un courant en avance sur la tension. Compte tenu des hypothèses retenues, cette contrainte s'exprime par $\varphi \geq 0$.

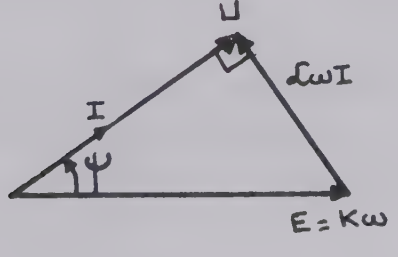
La commande optimale de l'ensemble doit permettre de fonctionner, pour un courant Ic imposé, avec le couple électromagnétique maximum. Autrement dit, il faut obtenir la meilleure utilisation de la machine en remplissant les conditions de commutation.

L'expression (I-3-1) montre que cela impose de minimiser l'angle ψ en tenant compte de la contrainte de commutation $\varphi \geq 0$ (avec les hypothèses retenues).

Le fonctionnement optimal idéal correspond donc à $\varphi = 0$

Dans ces conditions, le diagramme se présente comme sur la Figure (I-4) si on néglige la résistance Rs

FIG I-4



On remarque sur ce diagramme (Figure (I-4)) que la réaction d'induit $\mathcal{L}\omega I$, proportionnelle au courant, impose d'augmenter ψ avec I afin de conserver φ égal à 0.

On a donc : $\mathcal{L}\omega I = K\omega \sin \psi$

La loi de commande optimale de ψ en fonction de I s'écrit :

$$\psi = \arcsin\left(\frac{2\mathcal{L} I_c}{\pi\sqrt{2} K}\right)$$

Les entrées du système Ic et ψ sont donc reliés par cette loi (I-4-1).

Le fonctionnement optimal peut aussi consister à minimiser les pertes-fer dans la machine. Or, le fonctionnement précédemment décrit est démagnétisant.

Le flux résultant dans l'entrefer s'écrit en effet :

$$\phi_n \# \frac{E\cos\psi}{\omega} = K\cos\psi$$

(d'après le diagramme précédent avec $\varphi = 0$ (Figure I-4).

On voit que ψ étant une fonction croissante du courant, ϕ_n va diminuer avec I.

On peut donc envisager un fonctionnement à ϕ_n constant en réglant l'excitation aux faibles courants par exemple [5-9].

Il apparaît, à la fin de cette étude simplifiée, que le fonctionnement optimal de la machine consiste à obtenir un couple C maximum indépendant de la vitesse et un flux constant dans l'entrefer en tenant compte des contraintes de commutation.

Néanmoins, la suite de l'étude va montrer que la caractéristique couple-vitesse et couple-courant vont différer de celles déterminées ici compte tenu :

- du fonctionnement au démarrage de l'ensemble,
- des contraintes de commutation en basse vitesse (dues en particulier à l'ondulation du courant d'alimentation),
- de l'influence des phénomènes de commutation.

- C H A P I T R E II -

ANALYSE DES PROBLEMES DE MISE EN OEUVRE ET REALISATION DU DISPOSITIF EXPERIMENTAL

INTRODUCTION :

Ce deuxième Chapitre va nous permettre de présenter dans sa totalité le montage utilisé pour l'étude entreprise : alimentation en courant d'une machine synchrone autopilotée.

Nous faisons tout d'abord une description générale des différents organes du circuit de puissance constituant le convertisseur indirect de fréquence : machine synchrone - Source de courant - Commutateur - Dispositifs auxiliaires.

Par la suite, nous décrirons la structure de la commande utilisée : commande classique des thyristors du commutateur à partir de la machine, contrôle de grandeurs d'entrée supplémentaires (en l'occurence l'angle entre la fem à vide et le courant), génération de lois de contrôle de ψ_a à l'aide d'un calculateur fonctionnant en temps réel.

A - PRESENTATION DU MONTAGE :

I - MACHINE :

La machine synchrone utilisée possède les caractéristiques suivantes :

- nombre de paires de pôles p = 1 vitesse normale de 3000 T/mn
- stator
  220 V 38 A
  380 V 22 A
- 2 inducteurs basse tension en quadrature (10 V 20 A) que l'on peut utiliser différemment pour des fonctionnements particuliers (excitation série par exemple : courant inducteur imposé).

Les autres caractéristiques de cette machine (inductances - réactances - courbe à vide - essais classiques) sont disponibles en annexe [I] et dans les travaux antérieurs où elle a déjà été utilisée [5] .

II - SOURCE DE COURANT :

Il s'agit d'une source de tension classique (type pont de Graetz à 6 thyristors) à laquelle on a adjoint une régulation de courant (Fig. II-1).

Cette régulation est du type intégrale proportionnelle.

Le courant réel est régulé par rapport à une valeur de référence en agissant sur l'angle d'amorçage des thyristors de 0° (redresseur onde entière) à 150° (marge de sécurité en onduleur).

La détection du courant peut-être réalisée de deux manières :

- à l'aide d'un shunt placé dans le circuit intermédiaire à courant continu,
- par la détection des courants dans les trois phases d'alimentation du réseau à l'aide de trois transformateurs d'intensité dont les enroulements secondaires couplés en triangle alimentent un pont redresseur à diodes ce qui permet l'élaboration d'une image du courant réel.

Nous verrons par la suite que la deuxième solution a été retenue dans notre étude afin de réaliser un isolement de la commande et du circuit de puissance (protection du calculateur en particulier).

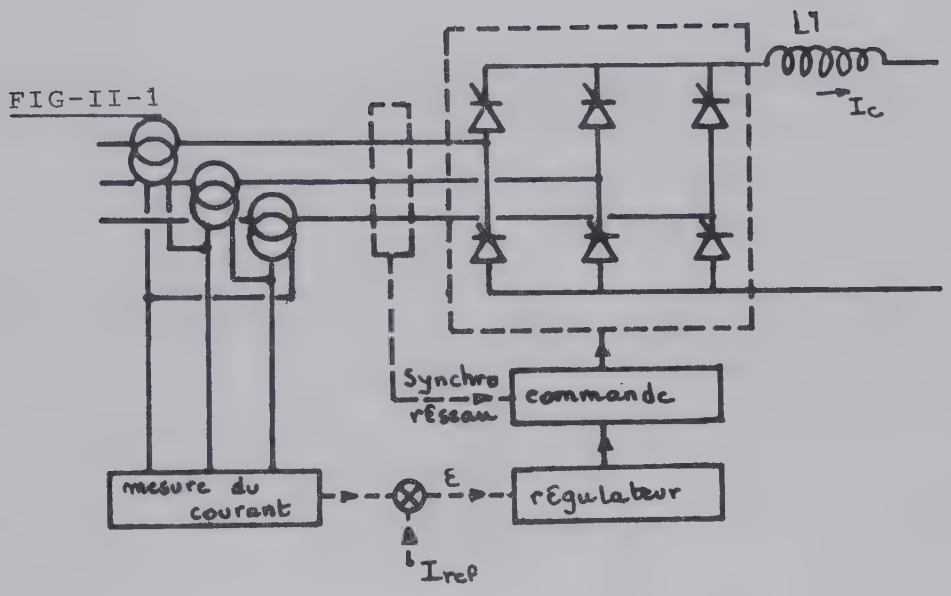
L'utilisation de la machine synchrone en commutation électronique fait apparaître diverses contraintes de fonctionnement de la source de courant : ainsi le fonctionnement au démarrage avec annulation de la référence courant de la régulation, l'inversion de sens de rotation à courant constant, le risque d'apparition d'un défaut de commutation peuvent provoquer des transitoires avec dépassement.

La régulation utilisée (courant moyen disponible Imoy de 0 à 30 A) a été réglée expérimentalement avec un dépassement de 25 % et un temps de réponse égal 20 ms.

D'autre part, l'adjonction d'une inductance de lissage L1 dans le circuit intermédiaire à courant continu du convertisseur indirect de fréquence est nécessaire.

Nous verrons dans la suite de l'étude (Chapitre III-III) l'importance du dimensionnement de cette inductance dans le fonctionnement du dispositif.

FIG-II-1



III - COMMUTATEUR :

Le commutateur qui alimente le stator de la machine synchrone est également un pont de Graetz à six thyristors. Ce dispositif fonctionne en commutation naturelle (ce sont les tensions aux bornes de la machine qui vont permettre la commutation des thyristors).

La commande des thyristors du commutateur devra être telle que les courants dans les trois phases du commutateur soient déphasées en avance sur les tensions correspondantes. Ainsi à l'instant d'une commutation, la tension appliquée aux bornes du thyristor à ouvrir devra être suffisamment négative pour assurer l'annulation du courant dans ce dernier. Elle devra alors rester également négative pendant un temps supérieur ou égal au tq du thyristor employé.

IV - DISPOSITIF AUXILIAIRE DE DEMARRAGE :

Les premières commutations au cours du démarrage seront difficiles à assurer du fait des phénomènes intervenant dans le domaine des basses vitesses (influence des résistances, de l'ondulation du courant d'alimentation) et de la position initiale du rotor de la machine à priori aléatoire.

Le dispositif communément adopté [7] consiste en un thyristor branché en parallèle sur l'inductance L1 et diverses actions sur les commandes des convertisseurs de manière à augmenter le pouvoir de coupure du commutateur (Figure II-2).

Une étude plus approfondie de la commande de ce dispositif et du fonctionnement au démarrage sera développée plus loin.

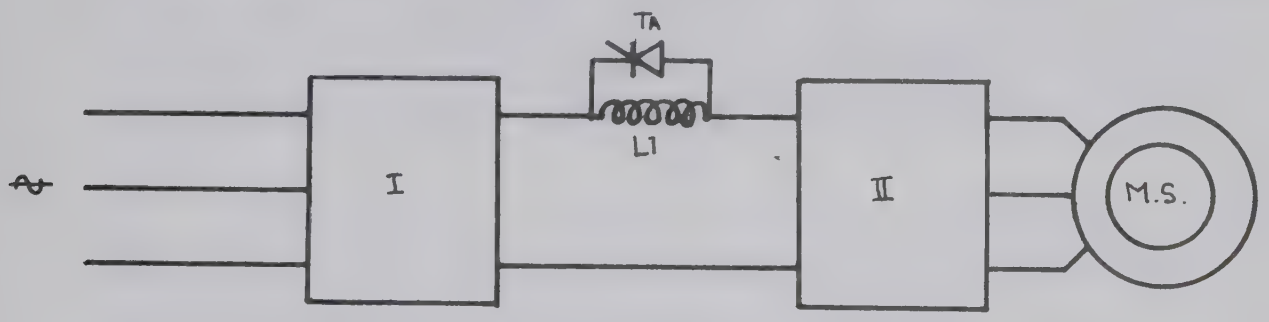


FIG II-2

B - REALISATION DE LA COMMANDE D'AUTOPILOTAGE :

I - CAPTEUR DE POSITION : (Annexe III)

Il a été réalisé lors de travaux antérieurs [5] . Il nous suffit de considérer les quatre signaux qui en sont issus :

- trois signaux 180° (électriques) F_1, F_2, F_3 déphasés entre eux de $\pi/3$° électriques qui fourniront à tout instant un codage de la position

du rotor avec une précision de 60° électriques ;

- un signal F_4 constitué de 180 impulsions par tour de rotor ; chaque impulsion correspond donc à un intervalle de 2° électriques. La fréquence f_4 de F_4 peut s'exprimer par :

$$f_4 = 30 \times N$$

F_4 en Hz N vitesse de la machine en tours/mn

ex : à 3 000 T/mn on a f_4 = 9 KHz (fréquence nominale).

II - COMMANDE DES THYRISTORS DU COMMUTATEUR :

Le signal F_4 est utilisé pour déterminer les séquences de conduction des six thyristors du commutateur. Le problème consiste donc à élaborer six signaux 120° (électriques) déphasés entre eux de 60°.

La solution adoptée est la suivante :

- F_4 pilote un diviseur de fréquence (par 30). Le signal Hc issu de ce diviseur possède une fréquence $fc = \frac{f_4}{30}$ (chaque impulsion de Hc est donc séparée des autres par un intervalle de $\pi/3$° électriques).

- Hc est utilisé comme entrée d'horloge d'un compteur en anneau à trois étages fournissant trois signaux 180° : Q_1, Q_2, Q_3 déphasés entre eux de 60° électriques.

- Q_1, Q_2, Q_3 sont transformés par un système logique approprié en six signaux 120° T_1, T_2, T_3, T'_1, T'_2, T'_3 décalés de $\pi/3$ avec lesquels on peut commander directement les circuits de gâchette des thyristors.

Le schéma-bloc de ce dispositif est représenté sur la Figure (II-3), suivi d'un diagramme des temps illustrant son fonctionnement (Figure II-4).

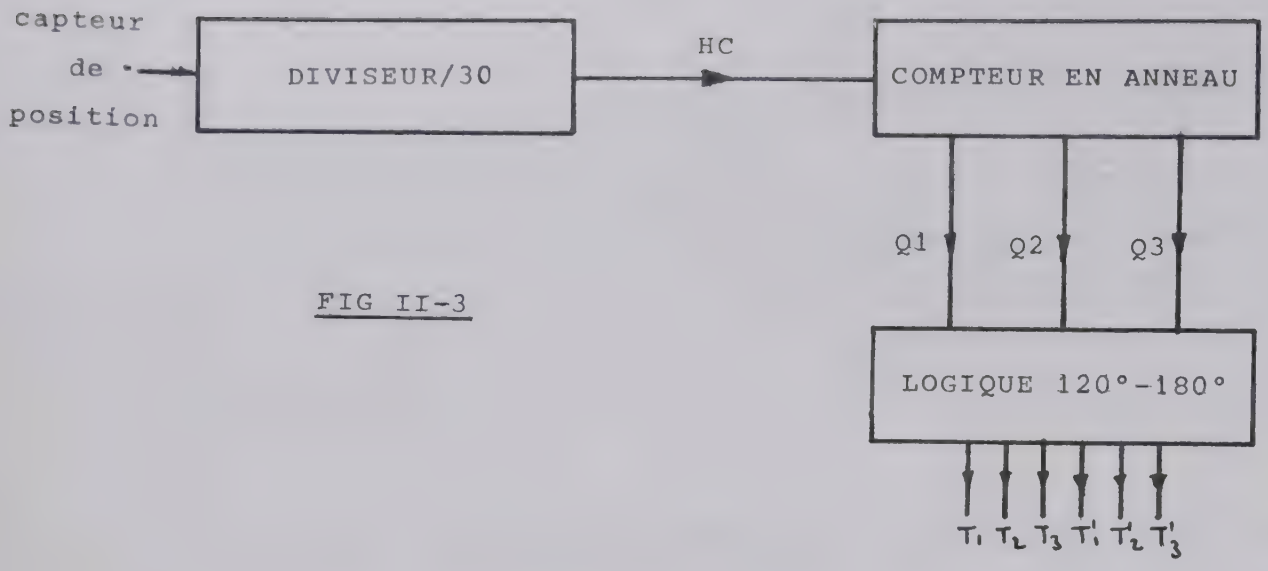


FIG II-3

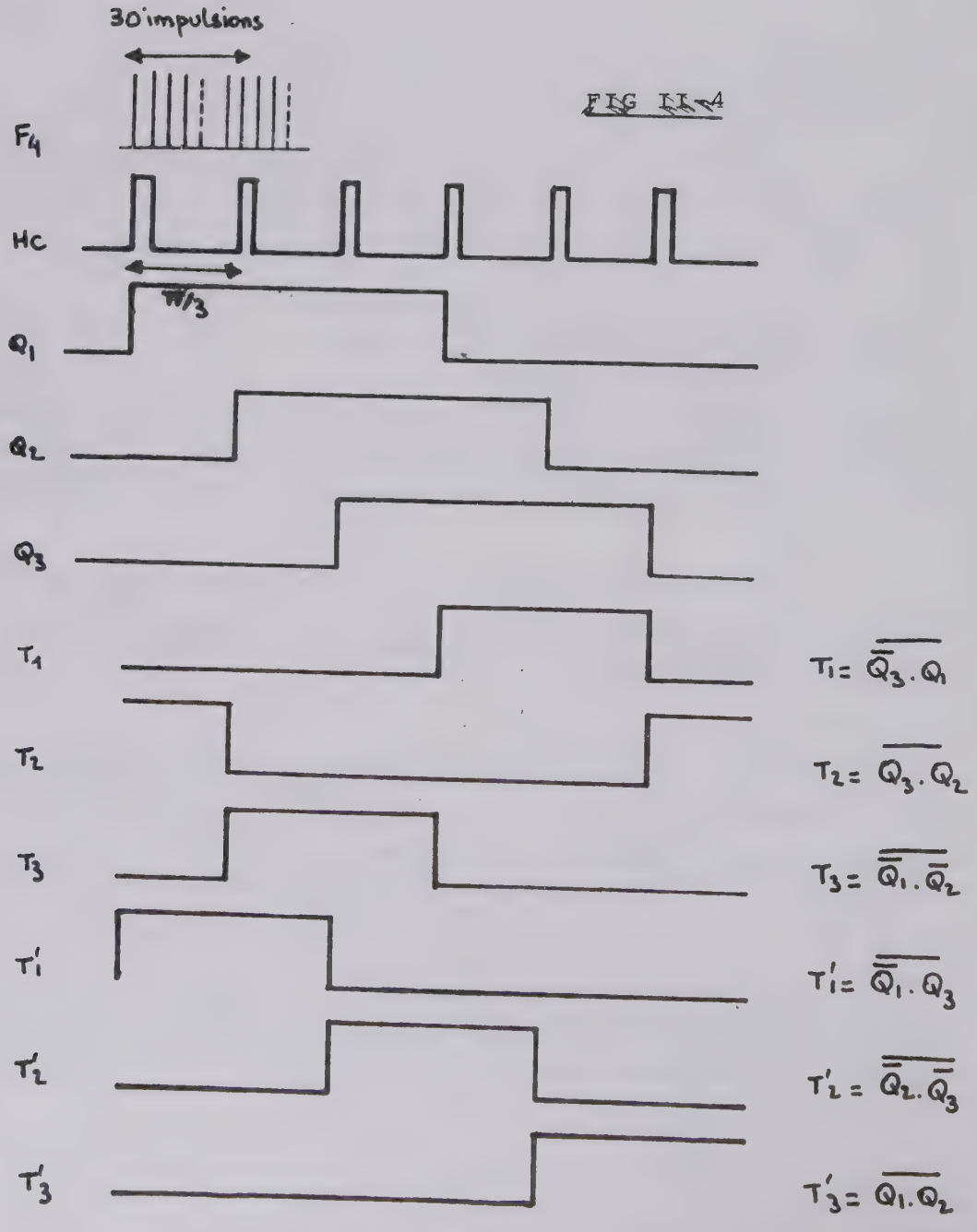


FIG II-4

III - DEMARRAGE ET SEQUENCE D'INITIALISATION :

Le déroulement des séquences de conduction au démarrage ne peut être assuré par le signal F_4. En effet, la combinaison aléatoire des états de sortie du compteur en anneau ne correspond pas à celle requise par la position réelle du rotor, lors de la mise sous tension de la commande.

Dans notre cas, nous utiliserons donc les trois signaux F_1, F_2, F_3 pour réaliser l'initialisation des états de sortie Q_1, Q_2, Q_3.

Ainsi au démarrage, les signaux F_1, F_2, F_3 piloteront le compteur en anneau par action sur les entrées de forçage de ce dernier.

Ce fonctionnement assure une séquence initiale adéquate mais il doit laisser place au pilotage par F_4 puisque la commande utilise un dispositif basé sur l'utilisation de ce signal, comme nous le verrons par la suite.

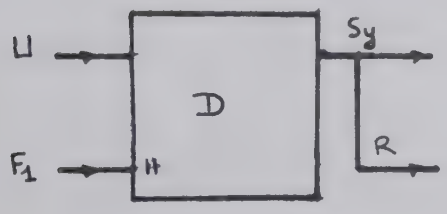
Ce passage est réalisé par un système de synchronisation (Figure II-5).

Ce système nécessite uniquement une bascule D qui permet de synchroniser l'activation de Hc et le fonctionnement synchrone du compteur en anneau avec un flanc montant de F_1 (donc une commutation).

La remise à zéro R générale (Figure II-5-1) permet d'initialiser les différents éléments constitutifs du dispositif déphaseur décrit plus loin (commande d'avance ou de retard - divers compteurs) afin de ne pas introduire de déphasages intempestifs lors du démarrage.

- Ce dispositif d'initialisation aura aussi son utilité dans le cas d'un fonctionnement dans les quatre quadrants.

FIG II-5-1



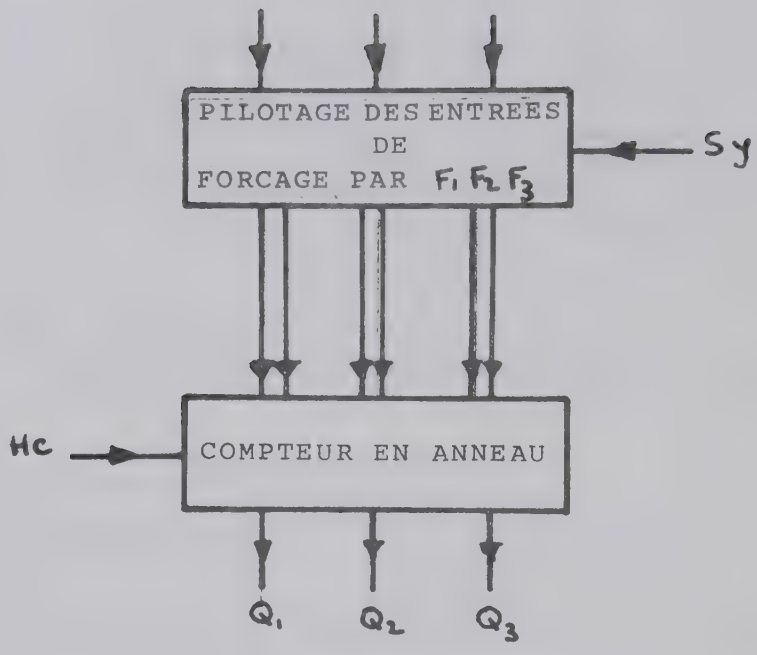


FIG II-5-2

Nous donnerons en annexe (annexe V) les caractéristiques des éléments constitutifs des différents blocs décrits ci-dessus (compteur en anneau logique 180° - 120° - Synchronisation).

C - DEPHASEUR CABLE :

I - INTERET ET CHOIX DU DISPOSITIF :

La commande doit aussi permettre le contrôle électronique de l'angle ψ_a (entre la fem à vide et l'amorçage des thyristors correspondants) dans un fonctionnement à courant d'alimentation ou à vitesse variables.

D'après ce que nous avons vu précédemment, la condition nécessaire du fonctionnement correct du commutateur peut s'écrire :

$$\varphi_a \geq \omega t_q + \omega\tau \quad (I\text{-}c.1)$$

Or l'angle φ_a varie au cours des fonctionnements envisagés ci-dessus en particulier il diminue proportionnellement à la réaction d'induit de la machine (courant variable-vitesse variable) ; de plus l'angle de commutation $\omega\tau$ varie avec la charge et la vitesse.

Pour que (I-c-1) soit vérifiée sur une large plage de fonctionnement, il faut faire varier ψ_a en accord avec le compromis suivant :

- réaliser à tout moment (I-c-1)
- afficher un ψ_a minimum pour avoir le maximum de couple (puisque $C = K'IL \cos\psi$). $\quad K' = \frac{6pK}{\pi\sqrt{2}}$

La nécessité de ce contrôle a été mise en évidence et certaines solutions de réglage de ψ_a ont été également développées dans des travaux récents [5].

Notre recherche s'est orientée vers l'élaboration d'un système digital pour plusieurs raisons :

- possibilité d'un traitement direct des signaux logiques issus du capteur,
- possibilité de réaliser simplement une interface avec un calculateur,
- compatibilité avec les fréquences de fonctionnement,
- possibilité d'utilisation de composants à faible consommation et dont l'alimentation est simple à réaliser (Annexe V).

II - PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT :

Nous avons vu que la commande d'amorçage des thyristors du commutateur était réalisée en particulier par traitement du signal F_4 par un diviseur de fréquence par 30 afin de ménager des intervalles entre commutations de $\pi/3$.

Pour modifier l'angle ψ_a d'une valeur β , il suffit donc de modifier ces intervalles ; changer cet intervalle revient à programmer

la division de F_4 à la valeur 30-x au lieu de 30 :

avec $x = \frac{\beta}{2}$ (une impulsion de F_4 correspondant à un décalage de 2° électriques).

Ainsi, le déphaseur apparaît comme un diviseur programmable à fréquence variable (f_4); afin de réaliser le déphasage dans les deux sens, nous devons traiter F_4 de deux manières différentes :

a) - Soit diminuer de x_a les 30 impulsions correspondant à l'incrémentation du compteur en anneau, ce qui revient à augmenter ψ_a ($\Delta\psi_a = +2x_a^\circ$).

b) - Soit augmenter de x_b ces 30 impulsions ce qui revient à diminuer ψ_a ($\Delta\psi_a = -2x_b^\circ$).

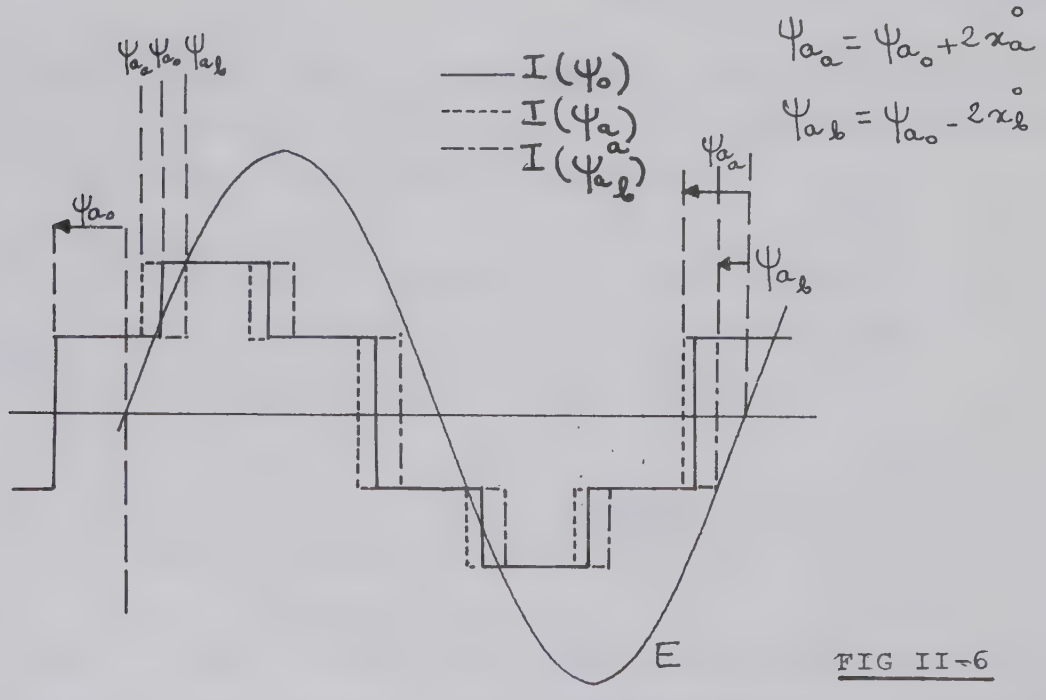


FIG II-6

Ce traitement est illustré par la Figure (II-6).

III - REALISATION :

La Figure II-7 montre un schéma bloc de la commande des thyristors du commutateur. Le déphaseur cablé y est présenté constitué de plusieurs modules que nous allons décrire successivement :

a) - Compteurs :

L'élément de base du diviseur est un compteur programmable à 4 bits (il est nécessaire d'en mettre 2 en série pour réaliser un compteur à 30).

Ce composant comporte en particulier :

- une entrée d'horloge pour un fonctionnement synchrone classique,
- une entrée de remise à zéro (clear),
- diverses entrées secondaires permettant la mise en série de modules équivalents pour constituer des compteurs plus importants,
- quatre entrées d'initialisation P_0 ,P_1, P_2, P_3 permettant d'afficher un nombre à 4 bits à partir duquel le comptage commencera,
- une entrée d'activation de cette initialisation qui devient effective sur flanc montant du signal appliqué.

Ainsi il suffit d'afficher $\Delta\varphi$ codé sur quatre bits et d'activer l'initialisation du compteur par le bit de signe de $\Delta\varphi$ (signe > 0) pour réaliser le fonctionnement α.

Les figures (II-8) illustrent ce fonctionnement .

Le fonctionnement β est réalisé d'une autre manière : en fait, il faut rendre x impulsions de F_4 ineffectives pour le compteur I précédent. ceci est réalisé séquentiellement de la façon suivante .

COMMANDE DU COMMUTATEUR

FIG II-7

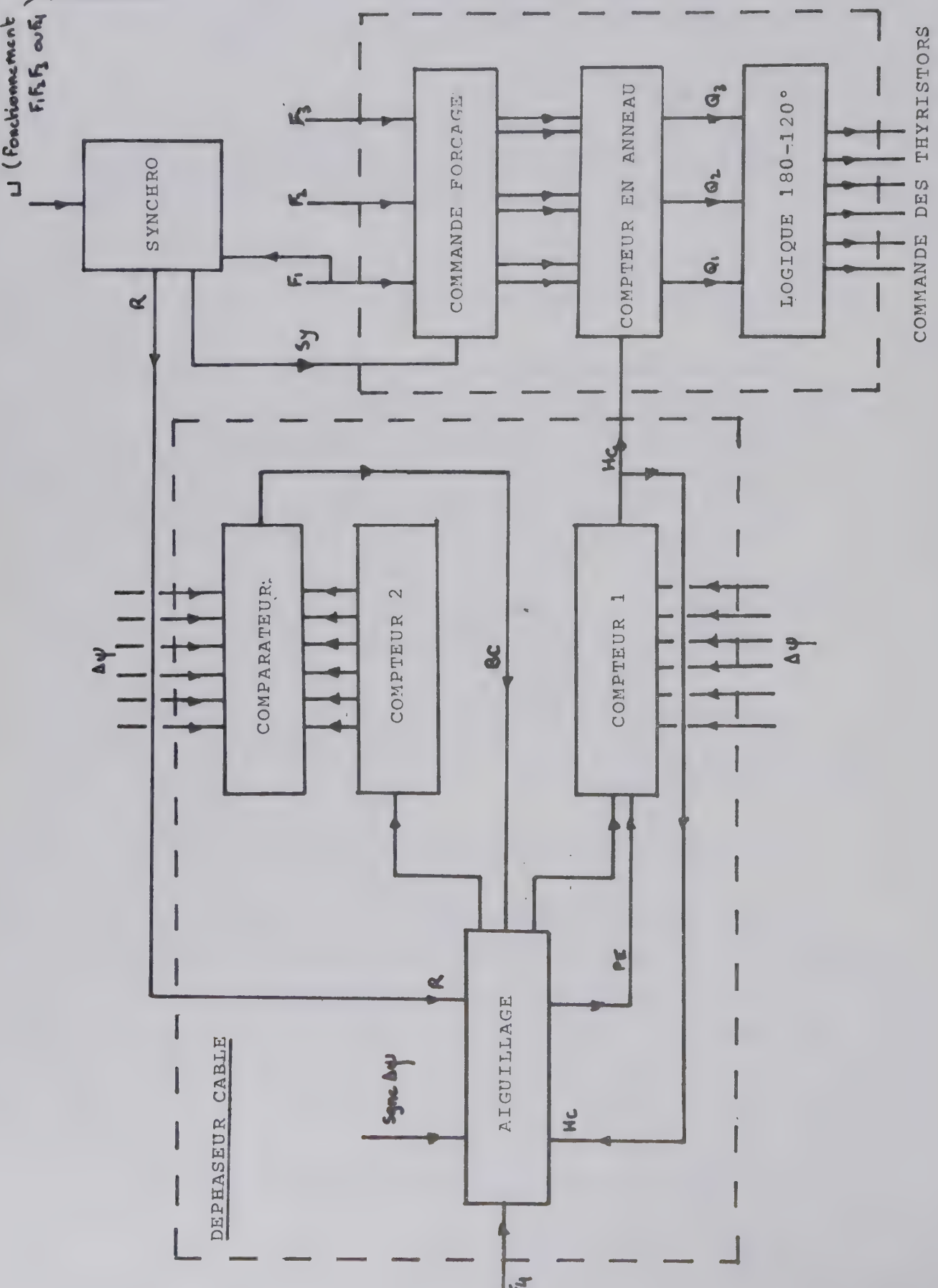


FIG II-8-1

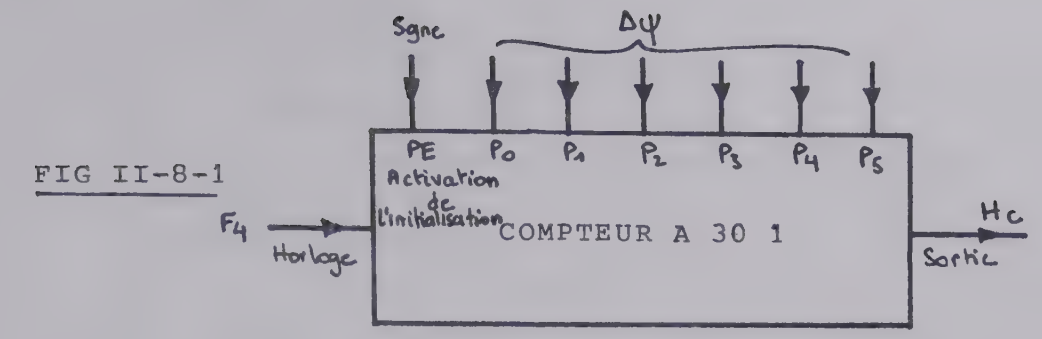
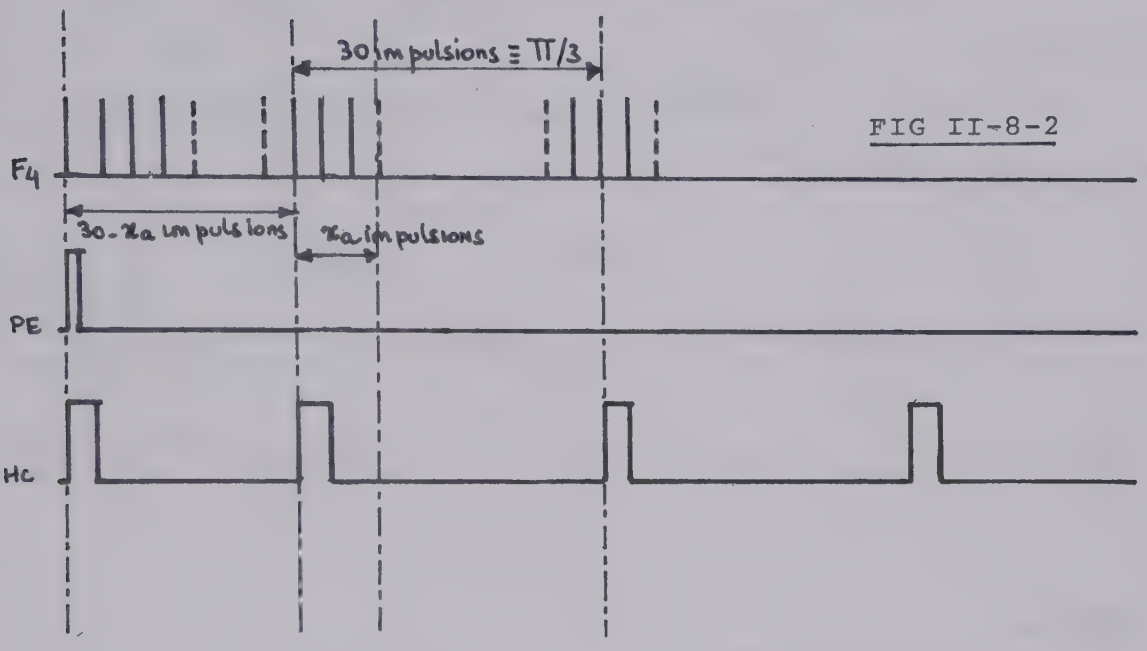


FIG II-8-2



Lorsque le signe de $\Delta\psi$ est < 0, le signal F_4 est aiguillé vers l'entrée d'un autre compteur 2 programmable préalablement remis à zéro.

Ces impulsions de F_4 incrémentent 2 . Un autre élément compare en permanence $\Delta\psi$ avec l'état du compteur. Lorsque le compteur atteint l'état $\Delta\psi$, ce comparateur rapide délivre alors une impulsion Bc qui permet d'aiguiller à nouveau F_4 vers 1 . Ce dernier compte alors 30 impulsions mais x_4 impulsions ($\rightarrow \Delta\psi$) n'ont pas été appliquées à l'entrée d'horloge. Le déphasage effectif est donc de $-\Delta\psi$.

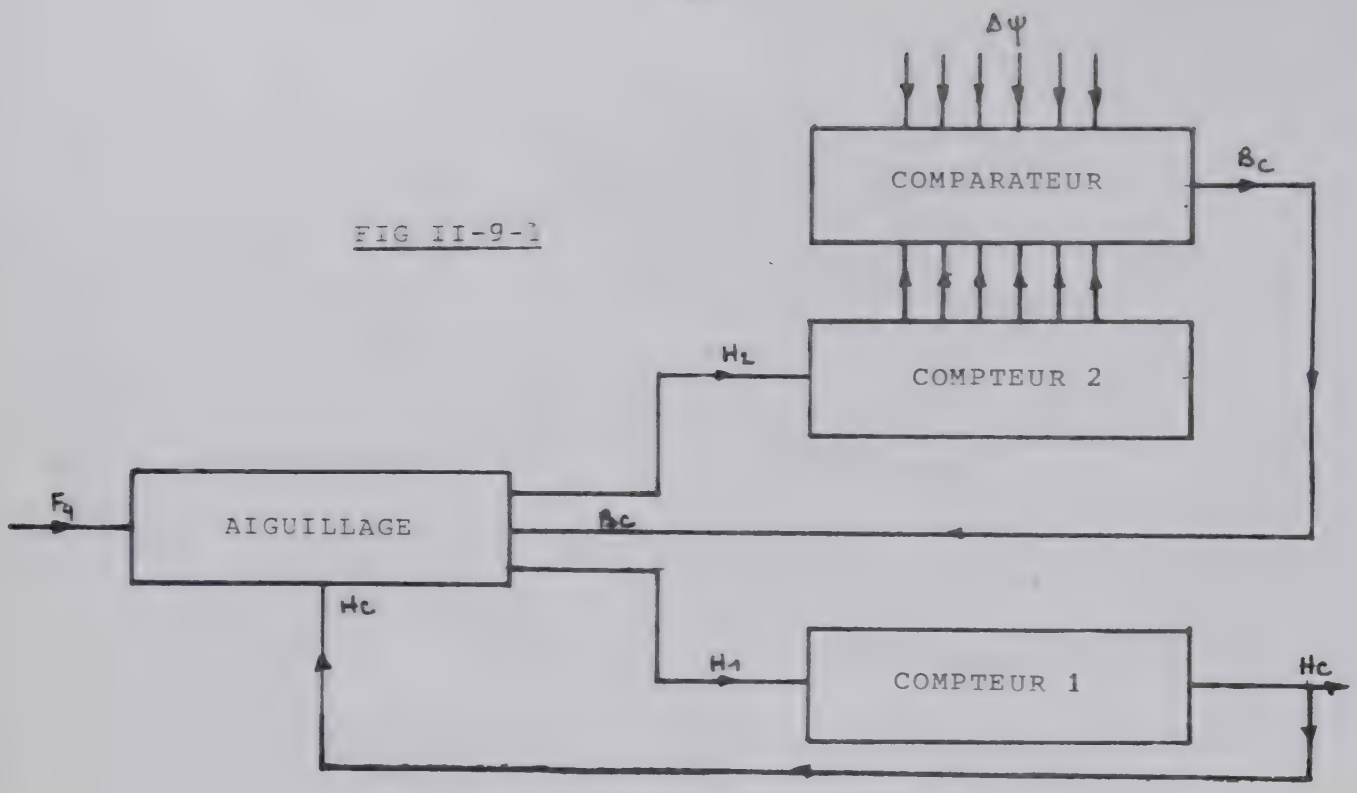


FIG II-9-1

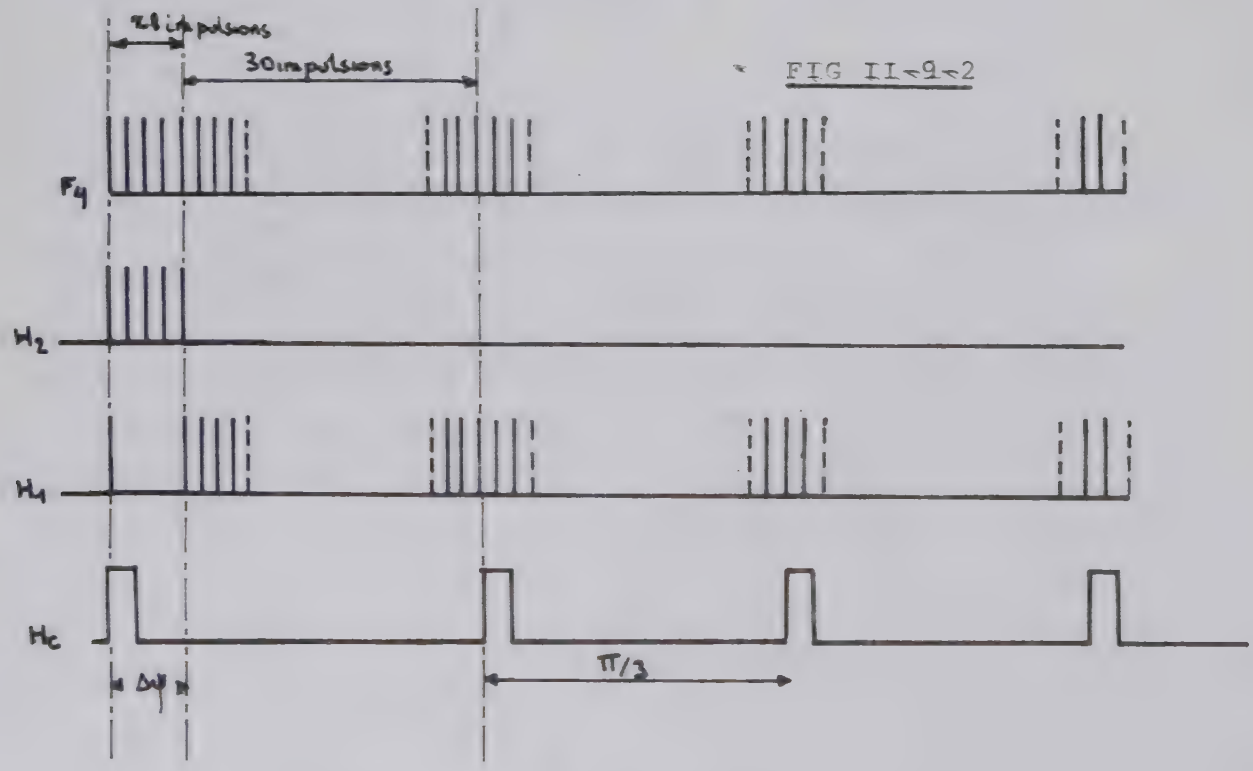


FIG II-9-2

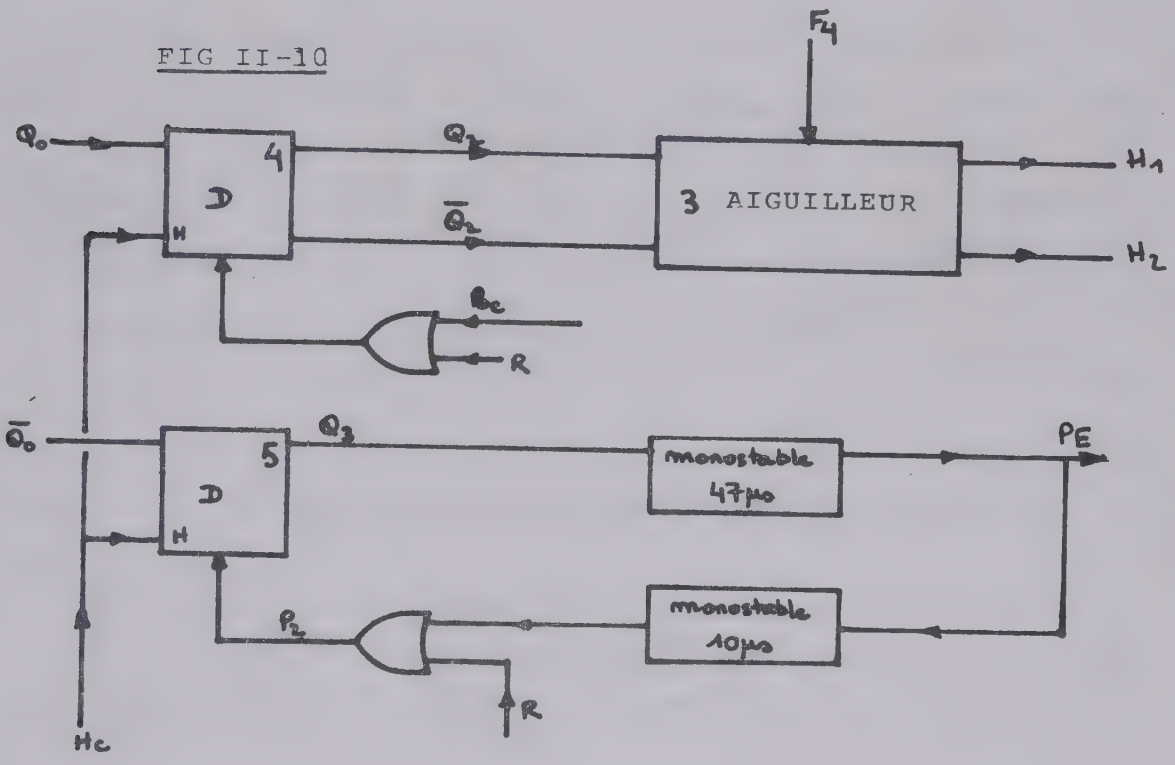
Le fonctionnement b est illsutré par les Figures (II-9) 1 et (II-9) -2

b) - Aiguillage et circuits annexes d'initialisation et de remise à zéro :

. Aiguillage :

L'aiguillage dont le rôle est d'activer les différentes entrées de commande des compteurs suivant le sens du déphasage à effectuer est représenté par le schéma de la Figure (II-10).

FIG II-10



Q_0 n'est autre que le signe de $\Delta\psi$. Remarquons que d'après le principe du déphaseur l'affichage de $\Delta\psi$ ne doit devenir effectif qu'à l'instant d'une commutation.

L'ordre de déphaser peut arriver de manière aléatoire entre deux commutations. $\Delta\psi$ s'affiche en grandeur sur le comparateur et les entrées d'initialisation de 1 , et en signe aux entrées de commande Q_0 et $\overline{Q_0}$ de l'aiguillage. Le déphaseur ne se déclenche que lorsqu'on arrive à une commutation, ce qui explique la synchronisation de la commande de l'aiguillage et de PE par le signal de sortie Hc.

Le dispositif d'aiguillage se compose de diverses bascules et temporisateurs constituant la commande d'un élément 3 qui permet d'aiguiller F_4 vers l'une ou l'autre des horloges des compteurs 1 et 2 .

En particulier, la bascule 4 permet la commande de déphasage arrière ($\Delta\psi<0$, $Q_0=$"1") le signal Bc précédemment défini remet la sortie Q_2 de 4 à zéro et permet à nouveau le comptage de F_4 par 1 .

D'autre part, la bascule 5 assure la commande du déphasage avant ($\Delta\psi>0$, $Q_0=$"0") ; c'est à la sortie de cet élément qu'est générée par un monostable l'impulsion PE d'initialisation du compteur 1 . Une temporisation de PE permet de remettre 5 à zéro de façon à réinitialiser la commande.

Ces deux fonctionnements sont illustrés par le chronogramme de la Figure (II-11).

. Circuit de remise à zéro et d'initialisation :

Le dispositif complet comporte une entrée de remise à zéro générale R des différents éléments qui est activée lorsque le dispositif se met en marche afin de positionner toutes les sorties dans une séquence déterminée.

L'exemple du circuit d'initialisation du compteur à 30 est illustré par les Figures (II-11-1) et (II-11-1).

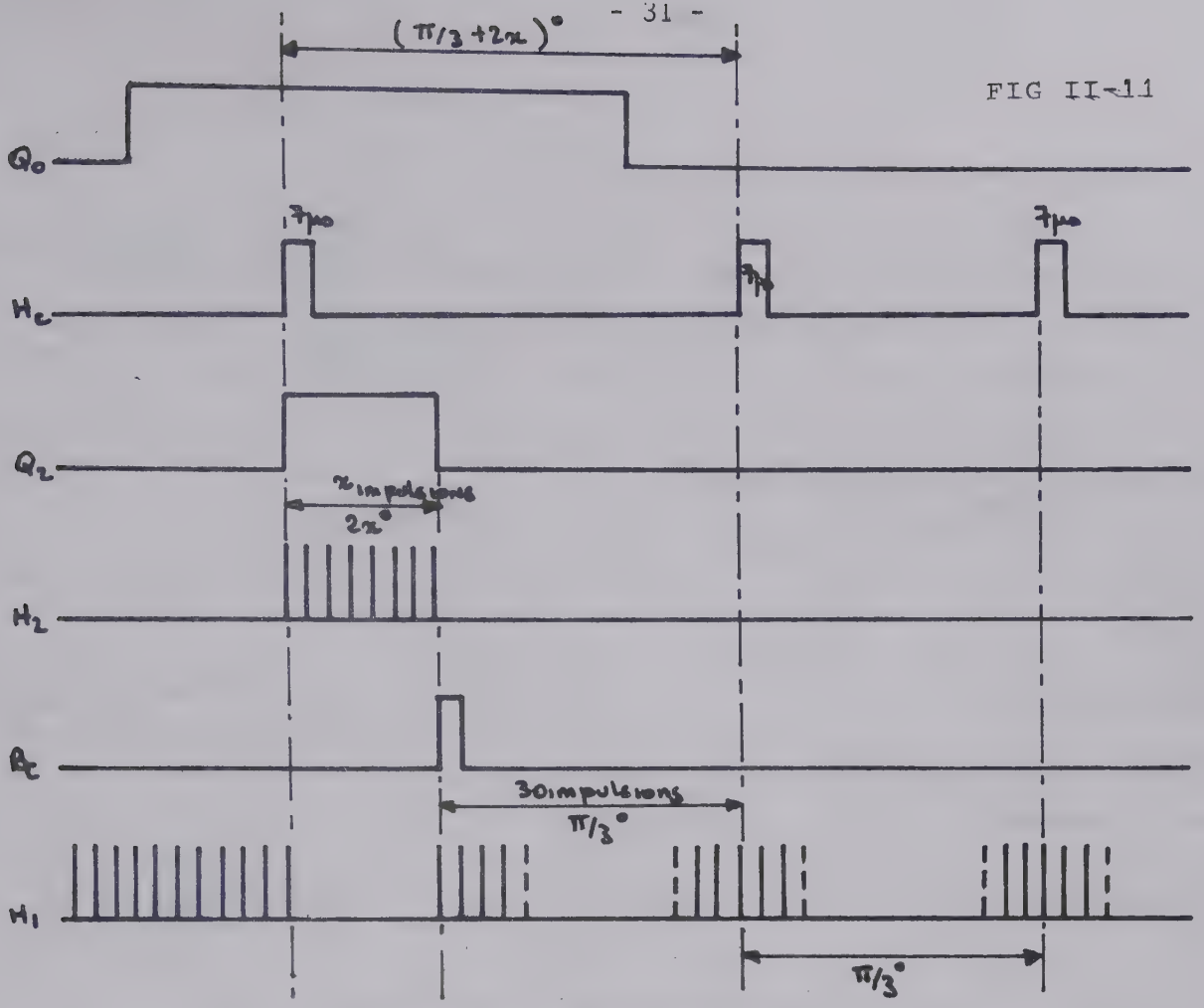
Les compteurs à quatre bits qui le composent sont remis à zéro :

- soit à la mise en marche du déphaseur par R (activé par le signal de synchronisation Sy (F_1, F_2, $F_3 \rightarrow F_4$) ;

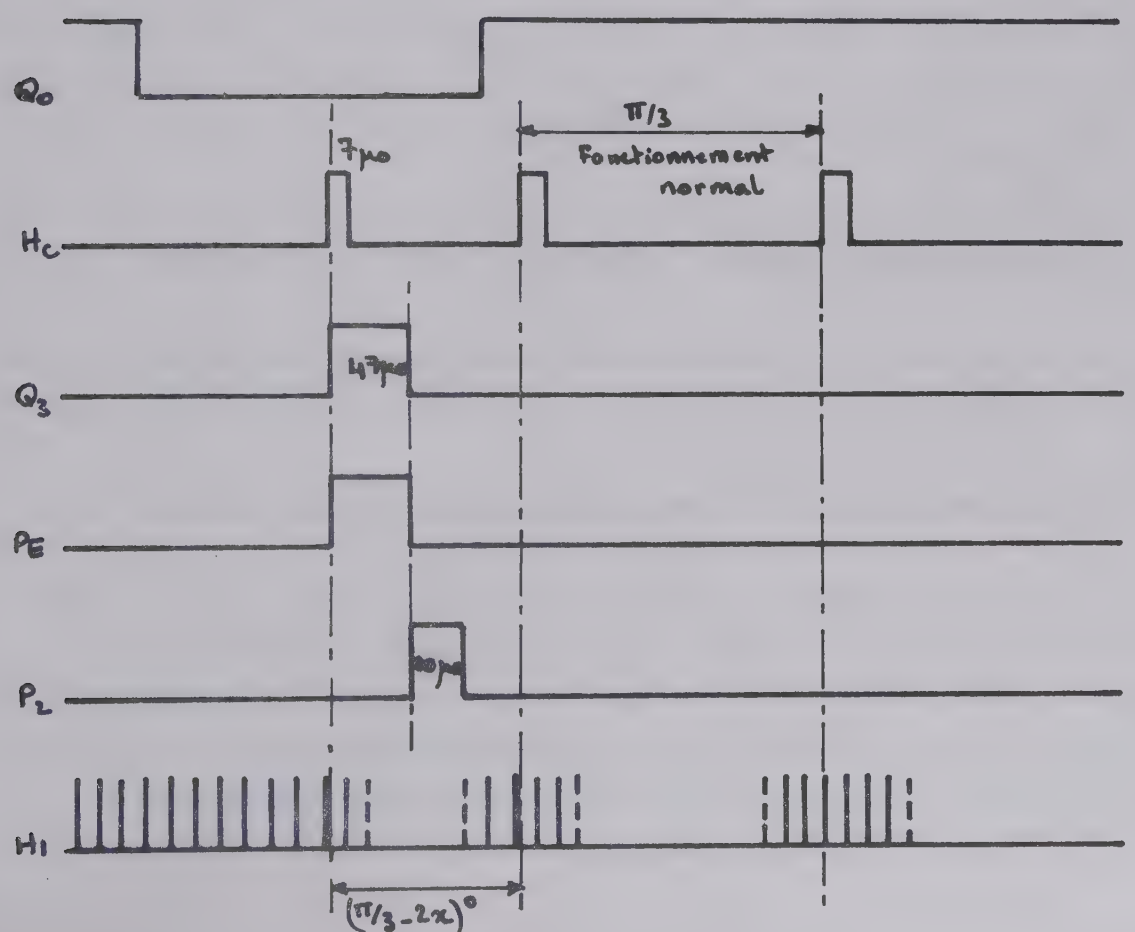
- soit en cours de fonctionnement par un monostable.

Les circuits d'initialisation des autres compteurs sont conçus d'après le même principe.

FIG II-11



SEQUENCE DE DEPHASAGE > 0



SEQUENCE DE DEPHASAGE < 0

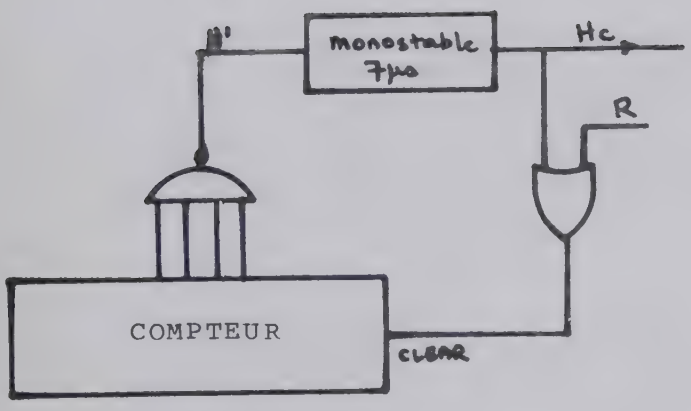


FIG II-11-1

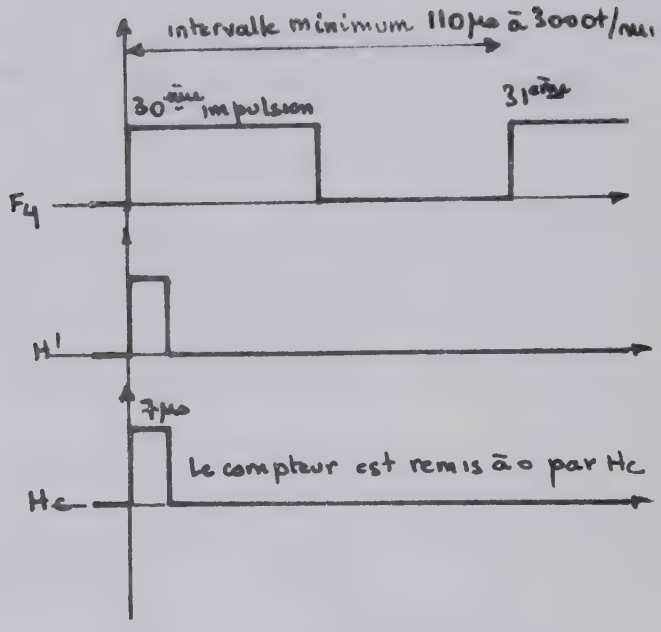


FIG II-11-2

IV - PERFORMANCES :

Sous son aspect global, le déphaseur cablé présente donc :

- 8 entrées binaires parallèles permettant de coder $\Delta\psi$ en grandeur et en signe ,
- 1 entrée série pour le signal F_4
- 1 sortie H_c constituant l'horloge du compteur en anneau.

Le déphasage $\Delta\psi$ à réaliser est affiché en permanence à l'entrée du déphaseur. Mais le déphasage demandé ne sera effectif qu'à la commutation suivante puisque tout le dispositif est synchronisé par sa sortie elle-même : Hc (Voir Figure (II-7)). Cette synchronisation est nécessaire si le déphaseur est commandé par un calculateur dont le programme se déroule indépendamment du processus.

Les caractéristiques techniques des composants du dispositif sont données en annexe (V). Le déphaseur cablé a été élaboré de manière à fonctionner jusqu'à 9 KHz (par réglage et dimensionnement des temporisations). Les composants utilisés, de haute immunité aux bruits devraient permettre un fonctionnement correct dans une ambiance industrielle.

D - LIAISON AVEC LE CALCULATEUR TEMPS REEL :

I - STRATEGIE :

Nous venons de décrire la réalisation de l'organe électronique de contrôle de l'angle ψ_a . Cet organe doit être inséré dans une boucle de régulation, ou relié à un dispositif permettant de générer des lois appropriées.

Pour cela, nous avons associé au déphaseur cablé un calculateur EAI PACER 100 qui fonctionne alors en temps réel. Ce calculateur n'est pas à proprement parler un microcalculateur. Néanmoins, ses utilisations précédentes [13] pour gérer des processus de commande numérique ont montré qu'il était très souple d'emploi et bien adapté à la mise au point des techniques de commande des dispositifs à commutation électronique.

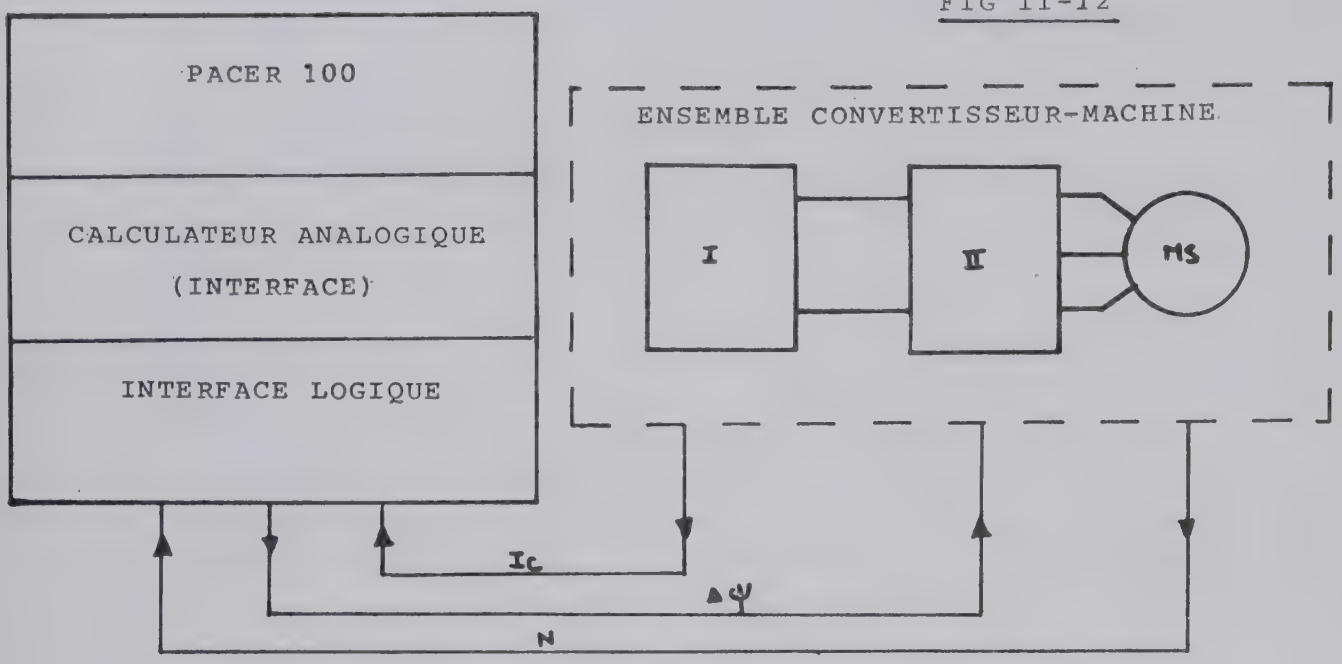
Nous verrons que les solutions retenues sont loin d'utiliser les nombreuses possibilités de ce PACER 100 (donc adaptables à des calculateurs moins sophistiqués) ; mais la facilité de mise en oeuvre des diverses interfaces, les niveaux d'interruption utilisables permettaient de tester de nombreux processus.

Des lois de contrôle de ψ_a doivent être élaborées à partir du courant d'alimentation Ic et de la vitesse N de la machine.

Le schéma bloc de la Figure II-12 illustre le rôle du calculateur qui consiste :

- à capter les valeurs instantanées de la vitesse et du courant,
- puis à générer par programme un angle ψ_a (en temps réel),
- à afficher la valeur $\Delta\psi_a$ sur le déphaseur.

FIG II-12



Le calculateur numérique EAI PACER 100 est en fait associé à une console analogique EAI 581 pour former un ensemble hybride. Nous verrons dans la suite que nous avons utilisé les importantes possibilités de la console analogique pour réaliser commodément des dispositifs annexes, diverses interfaces et les différents filtrages (voir à ce sujet la présentation générale de cet ensemble hybride en annexe (II).

II - INTERFACES :

Le schéma bloc de la Figure (II-12) fait apparaître trois types d'interface :

- une interface de lecture du courant d'alimentation de l'ensemble convertisseur-machine,
- une interface de lecture de la vitesse de la machine,
- une interface de sortie permettant l'affichage de $\Delta\psi$ sur le déphaseur.

a) - Lecture du courant d'alimentation :

L'organe de lecture du calculateur hybride est un ADC (Analog Digital Converter) qui va lire par programme la valeur instantanée d'un signal analogique pour le saisir sous forme digitale.

Nous voyons ici apparaître des difficultés de lecture : en effet, le courant d'alimentation réel possède une ondulation résiduelle importante (redresseur).

D'autre part, la longueur des liaisons calculateur-machine (# 20 m dans notre cas) augmente la possibilité de superposition de phénomènes parasites (induits par le redresseur en fonctionnement par exemple).

Ainsi la valeur instantanée lue sur l'ADC peut-elle être complétement abérrante et provoquer une réponse transitoire du dispositif ne correspondant pas à la réalité (parasite interprété comme un échelon de courant par exemple).

La solution retenue consiste à lire la valeur de la référence-courant de la régulation. Compte tenu de la précision de déphasage imposée par le capteur (2° électriques), les lois de contrôle de ψ_a ont été déterminées à partir de la valeur moyenne du courant d'alimentation Ic. Ce dernier fait ainsi que la nécessité impérative d'assurer la faisabilité de la commutation dans le cas de la moindre variation de Ic nous a conduit à adopter cette solution.

Néanmoins, nous voyons apparaître à nouveau ici la nécessité de réduire les dépassements de la régulation de courant pour la bonne marche du dispositif.

Les phénomènes parasites étant encore non négligeables, un étage de filtrage de la référence courant a du être disposé à l'entrée du calculateur .

b) - Lecture de la vitesse :

Nous avons écarté à priori l'emploi d'une génératrice tachymetrique et nous avons mesuré la vitesse en traitant directement les signaux issus du capteur (F_4).

Ce signal, dont la fréquence est directement proportionnelle à la vitesse de la machine a été appliqué à l'entrée d'un convertisseur période-tension ; ce dispositif conçu au cours d'autres études développées au LEEI a été réalisé sur la console analogique EAI 581. Il est suivi d'un diviseur analogique permettant de reconstituer à l'entrée du convertisseur analogique-digital (ADC) une tension proportionnelle à la vitesse réelle de la machine. Le détail de ce convertisseur est présenté en annexe (III) et disponible dans d'autres travaux [13] .

c) - Affichage de $\Delta\psi$:

$\Delta\psi$ élaboré par programme est ensuite affiché en grandeur et en signe sur 8 sorties numériques du calculateur. Les interfaces logiques et le filtrage de sortie sont également présentés en annexe.

III - STRUCTURE DES PROGRAMMES D'UTILISATION :

Le sofware du PACER 100 comporte un langage assembleur ; il existe en outre un grand nombre de niveaux d'interruption (7 niveaux internes - 64 niveaux externes). Ces caractéristiques lui permettent

de s'adapter parfaitement à un fonctionnement en temps réel.

a) - Contraintes de temps de calcul :

Lorsque le déphaseur câblé présenté au paragraphe E est utilisé, le calculateur doit élaborer un déphasage $\Delta\psi$ entre deux commutations et l'afficher à l'entrée du dispositif. D'après le Paragraphe E-IV ce déphasage ne sera effectif qu'à partir de la commutation suivante. A la vitesse nominale de la machine et en régime permanent (angle ψ_a constant) l'intervalle de temps séparant deux commutations est tel que :

$\omega_m t_o = \pi/3$ $\quad \omega_m = 100\pi$

d'où : $t_o \# 3.3ms$

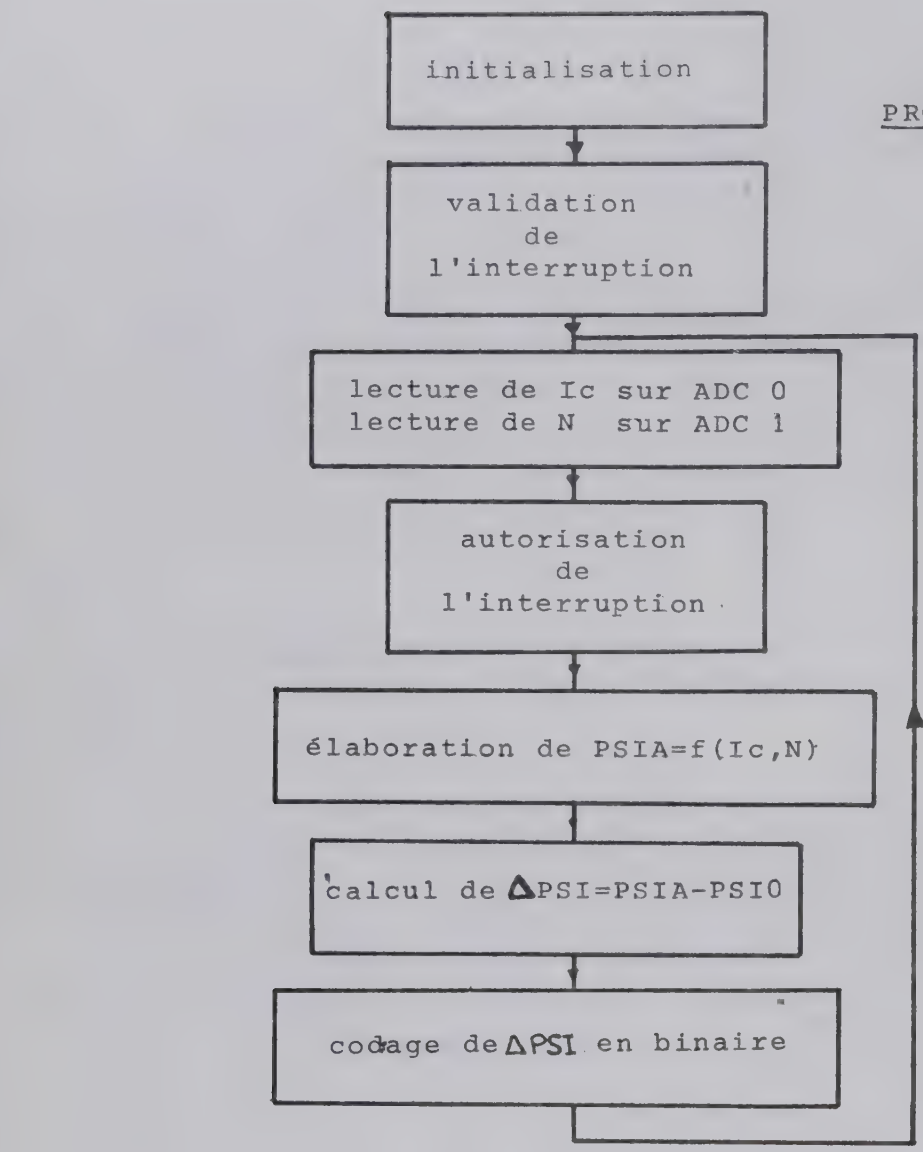
Le programme principal d'élaboration de ψ_a devra donc avoir une durée $< 3.3ms - T_o$. To est la durée du sous-programme d'interruption qui réalise l'affichage de $\Delta\psi$. cfs. Figure (II-13). Comme To n'excéde pas 50µs et que le déphasage n'est effectif qu'à chaque commutation, le programme principal pourra comporter un grand nombre d'instructions (cfs caractéristiques temporelles du calculateur Annexe II)
Exemple :

Addition : 2 µs
Division : 6,6 µs
Multiplication : 6 µs au maximum
Lecture d'un ADC : 30 µs dans le cas le plus défavorable

b) - Programme : PERM1

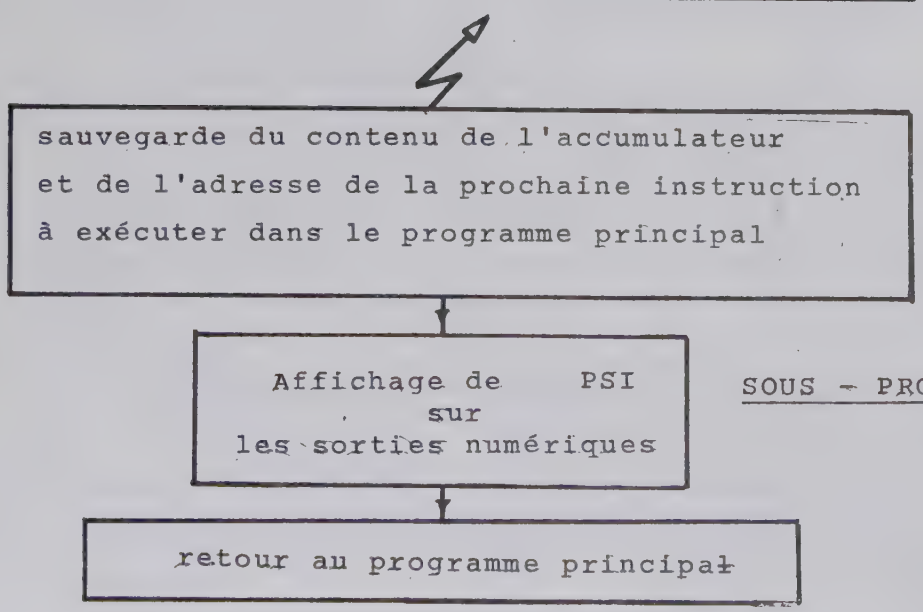
Le programme élémentaire utilisé comporte un programme principal qui se déroule en permanence et un sous programme d'interruption activé par un signal extérieur de synchronisation (Signal S tel que l'état du compteur 1 = 24) qui réalise l'affichage de $\Delta\psi$ sur le déphaseur cablé entre deux commutations.

Nous avons représenté ci-après deux organigrammes constituant un programme général de contrôle de ψ_a à partir de la vitesse et du courant.



PROGRAMME PRINCIPAL
PERM 1

* FIG II-13 *



SOUS - PROGRAMME D'INTERRUPTION
SPIT

Le signe $\lightning$ illustre le fait que le sous programme d'interruption peut être effectué à tout moment dès que l'interruption préalablement autorisée est activée par un signal extérieur. A la fin du sous-programme on revient à l'exécution en séquence du programme principal à partir de l'adresse d'où on l'avait quitté.

Dans les chapitres suivants, nous étudierons les diverses lois $\psi_a(I_c,N)$ utilisées. La mise en oeuvre de ces lois utilisera des programmes particuliers disponibles dans la bibliothèque mathématique du calculateur (RTL) : par exemple, le programme de génération de fonction à deux variables (en l'occurence une fonction $\psi_a = f(I_c,N)$) (A IV)

IV - DEPHASEUR PROGRAMME :

Les possibilités offertes par le PACER 100 et son interface logique nous ont permis également de réaliser directement le déphasage par programme.

En effet, le dispositif expérimental présentant certaines contraintes (liaisons calculateur machine longues de 20 m), la multiplication des liaisons (transmission parallèle d'un mot de 7 bits par exemple) a fait apparaître des problèmes de parasites non négligeables. Aussi l'utilisation de l'interface logique du calculateur a permis de traiter directement les impulsions du capteur pour générer le signal d'horloge du compteur en anneau, ce qui réduit à trois le nombre de signaux d'échange calculateur-commande :

- une liaison supportant les signaux F_4 issus du capteur (aiguillés sur l'entrée d'horloge du compteur réel, et le convertisseur fréquence-tension permettant de donner une image de la vitesse);

- une liaison pour le signal analogique image du courant d'alimentation ;

- une liaison pour l'acheminement du signal d'horloge du compteur en anneau, issu de l'horloge temps réel de l'interface logique.

Mode de fonctionnement :

L'élément de l'interface logique utilisé est l'horloge temps réel (voir annexe). Cette horloge génére une interruption lorsque le comptage affiché (en sofware dans notre cas) est terminé.

Le signal F_4 est appliqué à l'entrée de l'horloge du compteur temps réel (RTC). Le comptage de ce dernier est initialisé à 30 ($\rightarrow$ 60° électriques) dans la séquence d'initialisation du programme principal.

Lorsque la machine démarre, le signal F_4 commence à incrémenter le compteur temps réel lorsque le système de synchronisation lui permet (voir paragraphe B-III).

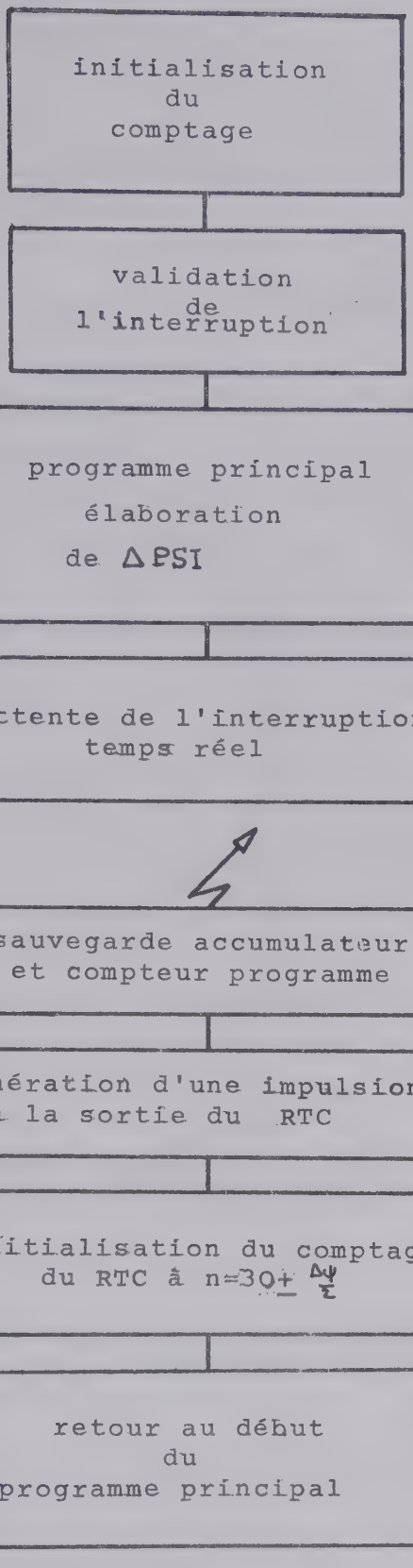
Pendant ce temps, le programme principal PERM2 de détermination du calage se déroule en séquence et élabore un déphasage $\Delta\psi$ qui sera effectif à la prochaine commutation.

Puis, le calculateur se met en attente de l'interruption temps réel (durée du programme principal $<$ 3,3 ms). En cela, le programme PERM2 diffère de PERM1 puisqu'il ne saisit le courant Ic et la vitesse N qu'une seule fois entre deux commutations. L'expérience a montré que cela était suffisant ; d'autre part, la programmation a été ainsi facilitée surtout lors de l'intégration de PERM2 dans le programme général (cf. paragraphe F).

Lorsque le comptage affiché est atteint, l'interruption est générée. Le sous programme d'interruption permet d'effectuer les deux tâches suivantes :

- envoi d'une impulsion sur l'entrée d'horloge du compteur en anneau,
- réinitialisation du comptage à effectuer au cours de la prochaine séquence a une valeur $m = 30 \pm \frac{\Delta\psi}{2}$ ($\Delta\psi$ déphasage en degrés).
- retour au programme principal

Tout se déroule à nouveau en séquence ; ceci peut se résumer par l'organigramme de la Figure (II-14).



PROGRAMME PRINCIPAL PERM2

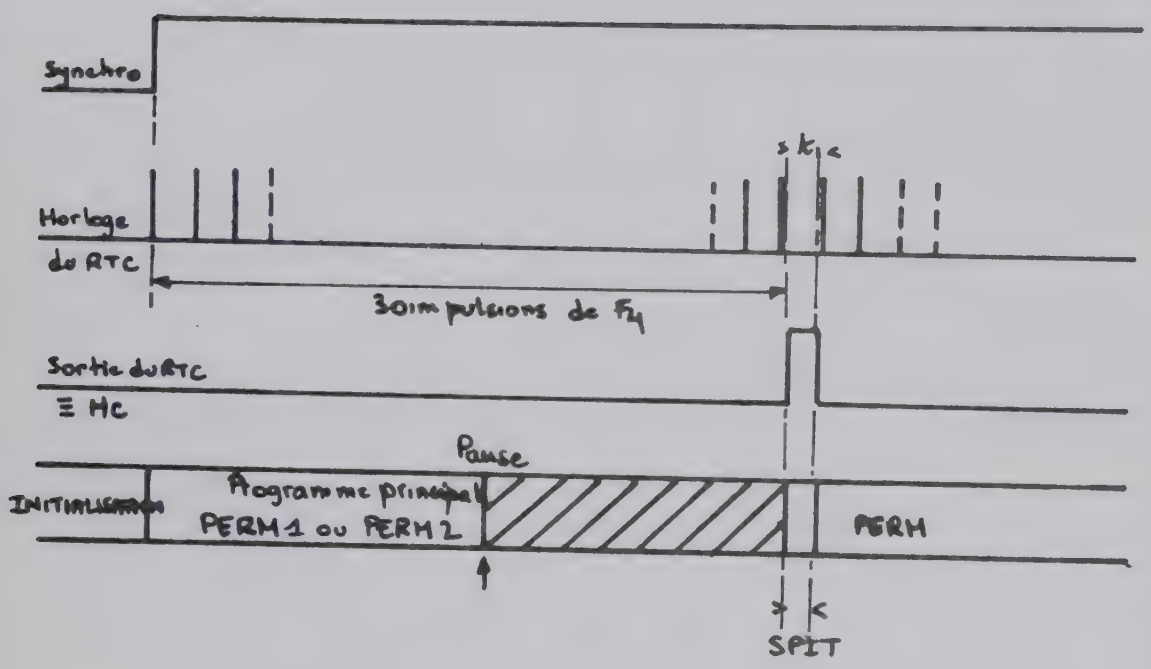
FIG-II-14

SOUS-PROGRAMME SPIT D'INTERRUPTION

TEMPS REEL

Le chronogramme de la Figure (II-15) illustre les contraintes de durée des différents programmes :

FIG II-15



En effet, le sous programme d'interruption doit avoir une durée < intervalle séparant deux impulsions de F_4 à fréquence maximale (9 KHz → t1 = 110 µs) afin de ne pas "perdre" une ou plusieurs impulsions de F_4 à l'entrée du RTC ce qui introduirait un déphasage intempestif.

La souplesse d'emploi de ce dernier nous a amené à l'utiliser systèmatiquement par la suite. Il n'est pas certain qu'il doive être préféré à un système cablé du type de celui décrit précédemment, car il s'agit d'une option à prendre sur le microcalculateur utilisé et dans le cas d'un montage opérationnel la transmission parallèle de 7 bits ne devrait pas poser de problème. (la commande serait alors regroupée sans liaisons trop longues).

En conclusion, nous voyons apparaître la grande facilité d'adaptation de cette commande par calculateur . Il est en effet possible d'élaborer aisément diverses lois de commande .

E - ETUDE DU DEMARRAGE ET DU DISPOSITIF AUXILIAIRE :

I - EXPOSE DU PROBLEME :

Le convertisseur alimentant la machine fonctionnant en mode de commutation naturelle, ce sont les tensions entre phases de la machine qui doivent assurer l'extinction des thyristors. Ce mode de commutation pose des problèmes au démarrage pour les raisons suivantes :

- les tensions machine sont très faibles aux basses vitesses. Le fonctionnement de la machine synchrone dans ce domaine est influencé par les résistances statoriques et rotoriques. Elles influent sur le temps de commutation et les travaux précédents [4] ont montré que dans le domaine des très basses vitesses, les limites de fonctionnement en commutation naturelle sont rapidement atteintes ;

- d'autre part, ces tensions possèdent une ondulation importante due aux harmoniques introduits par l'ondulation du courant d'alimentation : ceci se traduit par l'application de tq (temps d'application de tension inverse) "différents" à chaque commutation.

II - PROCESSUS DE COMMANDE AU DEMARRAGE :

Les dispositifs adoptés (Figure (II-16)) doivent permettre au mieux d'améliorer le pouvoir de coupure du convertisseur et dans le pire des cas d'assurer la commutation indépendamment des tensions-machine.

Les solutions déjà apportées au problème [7] consistent :

- tout d'abord à faire fonctionner en onduleur le convertisseur lié au réseau au moment de la commutation-machine ; ceci afin d'annuler le courant d'alimentation à cet instant en appliquant une tension négative à l'entrée du commutateur (Voir Figure (II-17)) ;

- puis à diminuer l'inductance mise en jeu dans le circuit considéré [7] .

En effet, l'inductance mise en jeu peut s'écrire :

$$2L_1 + Ll + L_C$$

avec :

L_1 : inductance d'une phase du réseau

L_C : inductance de commutation de la machine (voir chapitres suivants)

Ll : inductance de lissage de la source de courant.

Or on a $Ll \gg L_1$

$Ll \gg L_C$

On place donc un thyristor supplémentaire en parallèle sur Ll afin de la court-circuiter au moment de la commutation machine. Ce thyristor sera susceptible de conduire lorsque la tension à ses bornes sera positive, en particulier lorsque le redresseur I fonctionnera en onduleur. Au-delà de 10 % de la vitesse nominale, les déséquilibres introduits dans l'alimentation de la machine (dus au glissement des fréquences du réseau et de la machine) sont tels que le dispositif doit être abandonné. (ondulation de couple très importante).

L'expérience montre que les tensions développées par la machine sont alors suffisantes et que les courants commutables ne dépendent pratiquement plus de la vitesse [6].

III - ANALYSE ET LIMITES DU DISPOSITIF :

La Figure (II-17) illustre le fonctionnement : lorsqu'un ordre de commutation des thyristors du convertisseur II apparaît, la commande du redresseur I doit passer en position onduleur de façon à faire décroître le courant Ic. Lorsque la tension devient négative, le thyristor auxiliaire peut s'amorcer. Le courant s'annule alors plus rapidement puisque l'inductance Ll est court-circuitée par ce thyristor.

FIG II-17

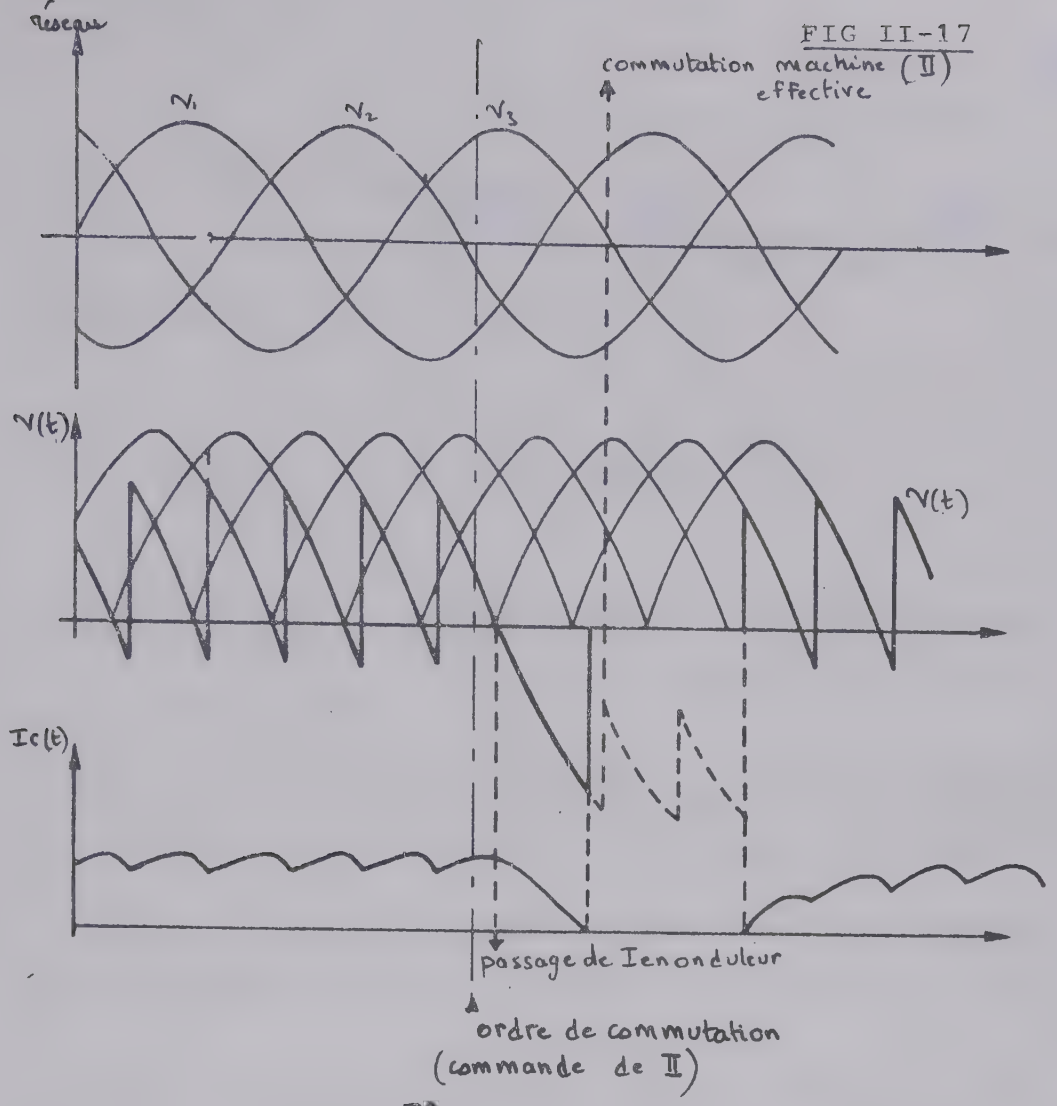
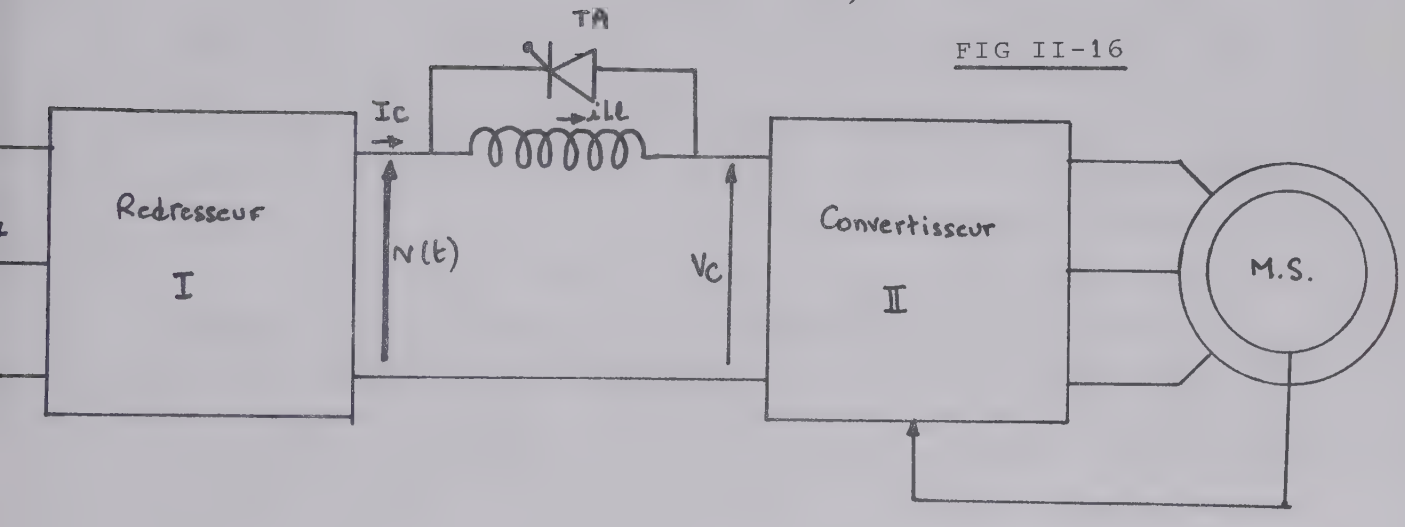


FIG II-16



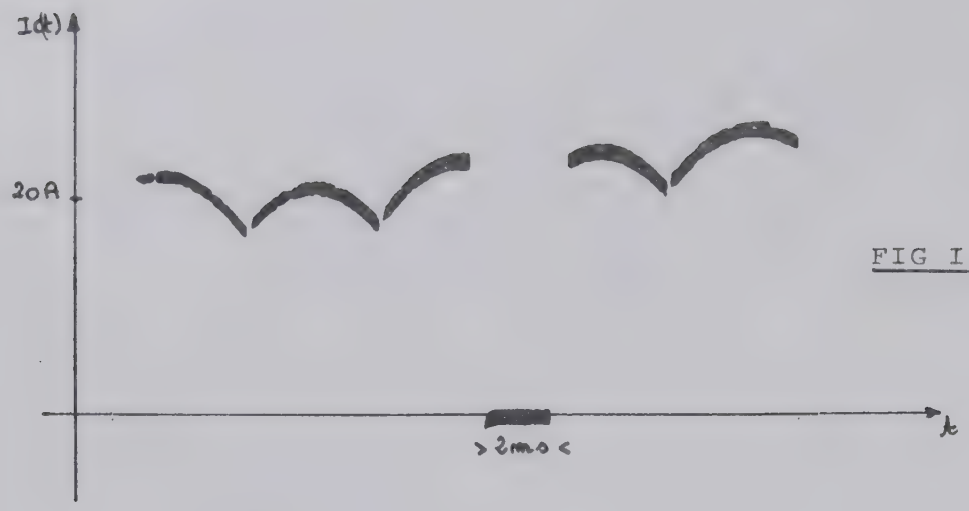


FIG II-16-1

Le courant i_{Ll} (Figure (II-17)) varie peu au cours de la conduction de TA du fait de la forte valeur de L1 .

Lorsque la permutation des commandes des thyristors de II est réalisée,à courant nul, la commande du convertisseur I est actionnée de manière à rétablir le courant Ic ; le thyristor TA cesse alors de conduire.

Cette description du fonctionnement nous permet d'expliciter les fonctions de la commande du dispositif et les problèmes qui peuvent se poser.

1 - Fonctionnement en onduleur du convertisseur I : ce passage est réalisé en agissant sur la référence de la source de courant. Il suffit d'annuler cette référence pour annuler Ic (ce qui correspond à un passage en onduleur). Cette annulation est commandée par un signal issu de la commande du commutateur.

2 - Amorçage du thyristor auxiliaire TA : du fait de la désynchronisation des fonctionnements des deux convertisseurs (fréquences différentes et position aléatoire du rotor au démarrage), le signal d'amorçage du thyristor auxiliaire doit être synchronisé avec l'annulation de la tension issue du redresseur (Figure (II-18)). (Sa conduction n'est possible que lorsque cette tension est négative).

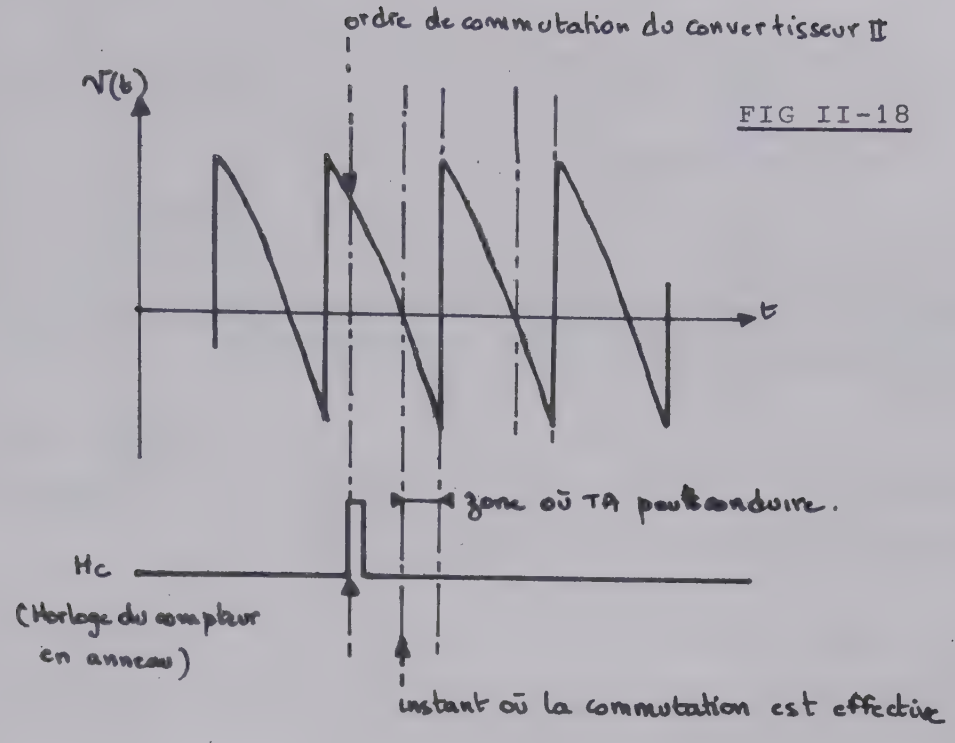


FIG II-18

3 - Durée d'annulation de la référence : un calcul simple des courants commutables effectué dans des travaux antérieurs [6] a montré qu'ils sont très importants. Dans le montage expérimental nous avons ajusté cette durée de manière à annuler un courant Ic de 20 A.

4 - Le rétablissement du courant correspond à une réponse transitoire de la régulation à un échelon de courant. Un dépassement est inévitable mais un réglage approprié du réseau intégral proportionnel avec un compromis Figure (II-16-1) gain stabilité adéquat suffit pour obtenir un fonctionnement correct. La Figure (II-16) - 1 montre l'annulation d'un courant Ic de 20 A à une vitesse de 300 T/mn.

IV - DESCRIPTION DE LA COMMANDE : Figures (II-20) et (II-21)

a) - Synchronisation :

Trois tensions U_1, U_2, U_3 images des tensions entre phases du réseau sont appliquées respectivement à l'entrée de trois comparateurs dont les signaux de sortie A_1, A_2, A_3 basculent à chaque annulation de tension.

Ces trois signaux sont traités par une logique qui permet d'obtenir un train d'impulsions E_1 synchrones avec les pointes de tension > 0 aux bornes du thyristor auxiliaire.

D'autre part, les trois signaux Q_1, Q_2, Q_3 issus du compteur en anneau sont traités afin d'obtenir un signal E_2 dont chaque flanc montant correspond à une commutation machine.

E_1 et E_2 appliqués à l'entrée d'uns bascule JK permettent d'obtenir un signal S_o synchrone avec E_1. Ce signal S_o déclenche deux monostables dont les fonctions sont :

- l'un de générer une impulsion de 100 µs sur la gachette du thyristor auxiliaire,
- l'autre d'actionner un interrupteur électronique (F_{ET}) permettant d'annuler la référence de la régulation de courant (cfs schéma).

b) - Abandon du dispositif :

Le dispositif doit être abandonné aux alentours de 10 % de la vitesse nominale. En effet, à cette vitesse (300 T/mn), les déséquilibres qu'il introduit deviennent trop importants.

Cet abandon est assuré à l'aide d'un comparateur à hystérésis qui a été réalisé en logiciel dans le programme général (cfs F - II) sous forme d'un sous programme (TESTA). Lorsqu'on arrive à 300 T/mn un comparateur, à l'entrée duquel on a appliqué un signal analogique image de la vitesse, inhibe le fonctionnement des diverses logiques décrites ci-dessus. Le montage fonctionne alors en commutation naturelle.

FIG II-20

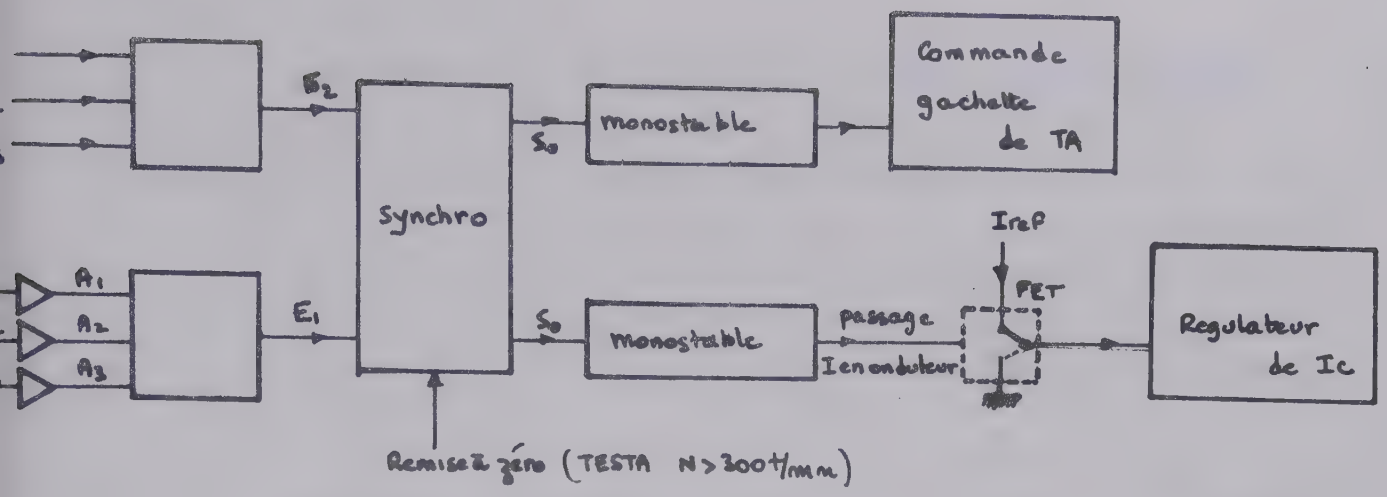
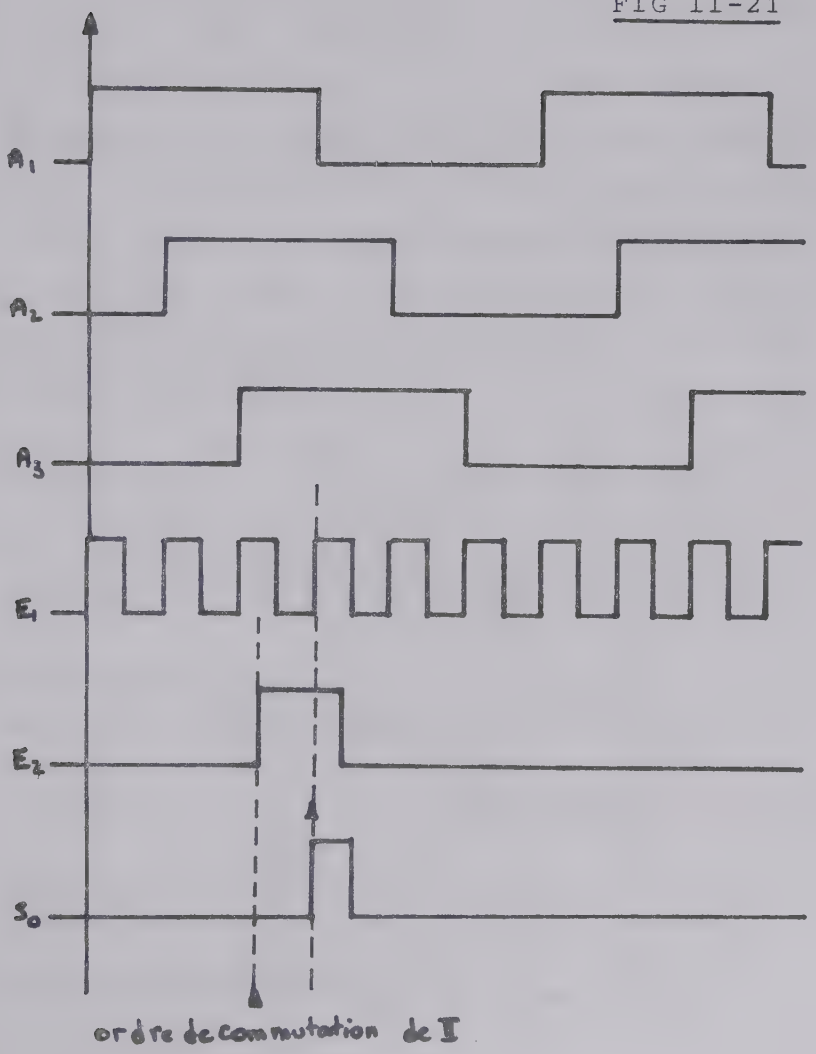


FIG II-21



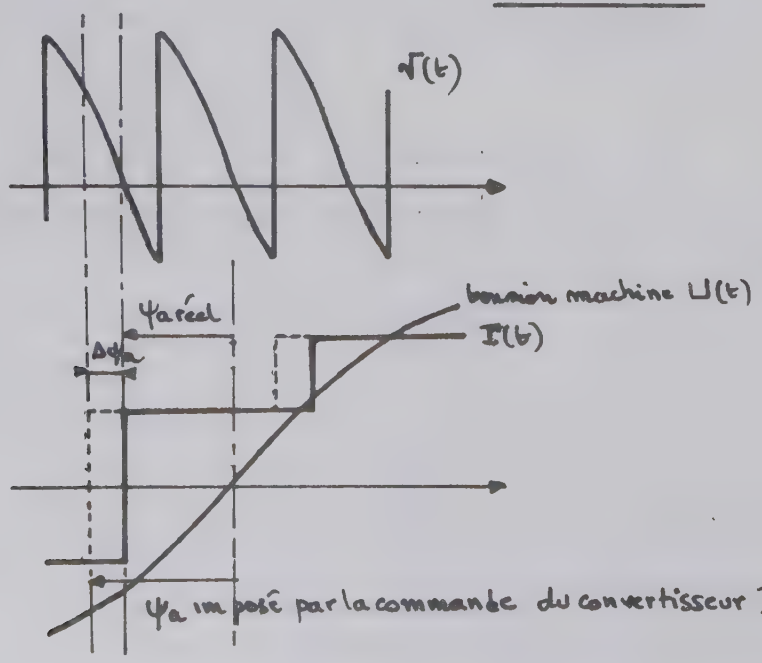
V - COMMANDE DU CALAGE AUX BASSES VITESSES :

Le principe du dispositif auxiliaire et la désynchronisation des deux convertisseurs ne nous ont pas permis de contrôler effectivement le calage ψ_a dans le domaine des très basses vitesses. En effet, le calage ψ_a affiché par le calculateur (cf paragraphe E) ne tient aucun compte du phénomène de désynchronisation.

Le calage impose l'ordre de commutation des thyristors du convertisseur II à l'instant To; la commutation effective, synchronisée sur la commutation du redresseur I la plus proche sera décalée d'un temps Δt_o tel que $o \leq \Delta t_o \leq$ 3.3 ms (intervalle séparant deux commutations du redresseur I).

Nous voyons donc (Figure (II-22)1) que l'amorçage des thyristors du convertisseur II sera décalé à chaque commutation d'un angle $\Delta\psi_a = \omega \Delta t_o$ Ainsi il est impossible d'imposer et de maintenir un angle de calage au cours du fonctionnement du dispositif auxiliaire. De plus, le retard à la commutation $\Delta\psi_a$ augmente avec la vitesse (à 10 % de la vitesse nominale, on a $\Delta\psi_a \# 6°$ électriques).

FIG II-22-1



Les commutations du convertisseur II étant réalisées à l'aide du convertisseur I, on pourra afficher au démarrage un angle $\psi_a = 0$ de manière à avoir le couple maximum disponible pour le courant Ic fixé.

Pendant le fonctionnement du dispositif auxiliaire, nous ne pouvons appliquer aucune loi $\psi_a(Ic,N)$ rigoureuse dans l'état actuel de la commande (en effet, aucun essai de synchronisation de fonctionnement des deux convertisseurs n'a été tenté).

Néanmoins, à l'abandon du dispositif nous devrons imposer le calage $\psi_a(Ic,N)$ correspondant alors au fonctionnement correct et optimum de la machine.

De plus, l'abandon brusque du dispositif se traduit par un échelon de couple. (puisque les annulations successives du courant correspondent à des annulations du couple).

Le calcul approché suivant permet de déterminer cet échelon :

En négligeant les commutations et les transitoires électriques et mécaniques au démarrage, on peut en effet faire un calcul approché de la variation du couple moyen introduite par les annulations successives du courant (Figure (II-23)).

Au moment de l'abandon du dispositif le couple moyen peut s'écrire en première approximation (en supposant que l'on fonctionne avec le même ψ_a depuis le démarrage).

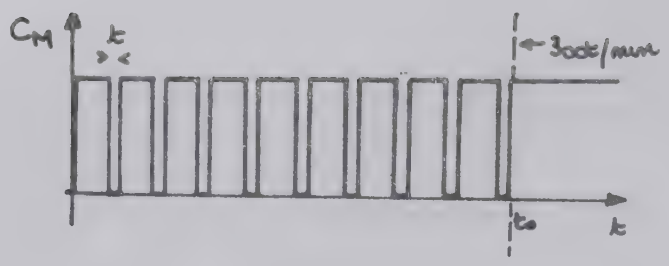
$$C_M = K' Ic \cos\psi \left(1 - \frac{t}{T}\right)$$

avec t = durée d'annulation du courant (# 2ms)

et $T = \frac{\pi}{3 \times 2\pi N}$ $N = 300 t/mn$

On a donc $\left(\frac{dC_M}{C_M}\right)_{t_0} \# 10\%$

FIG II-23-1



On a donc grossièrement un échelon du couple de 10 % au moment du passage en commutation naturelle.

D'après l'équation mécanique de la machine

$$Cem - Cr = J\frac{d\Omega}{dt} + f\Omega$$

Cem : Couple électromagnétique

Cr : Couple résistant

Nous voyons que, le couple subissant une discontinuité, la vitesse va répondre comme un premier ordre, d'où une discontinuité dans la montée en vitesse au démarrage.

Nous avons atténué ce phénomène en appliquant un échelon d'angle de calage à l'instant de l'abandon du dispositif auxiliaire pour compenser l'à coup de couple.

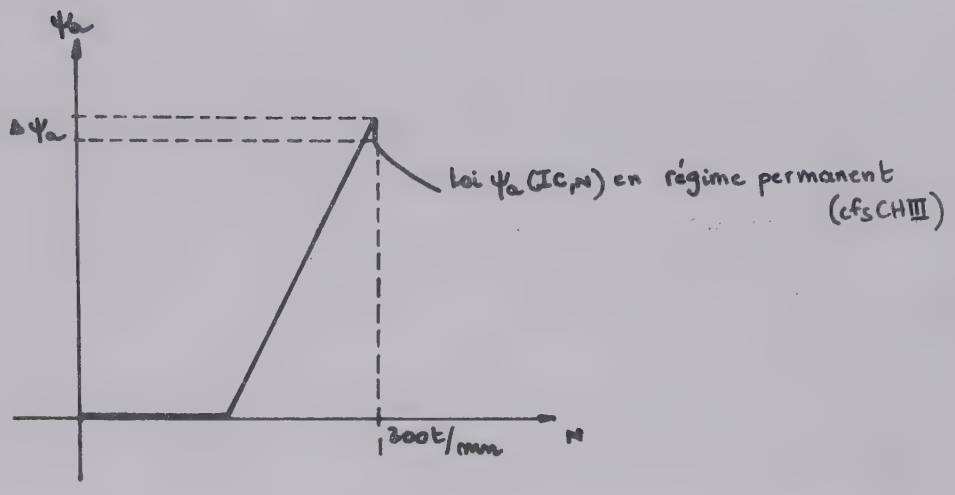
La loi de commande de ψ_a au démarrage est donc celle de la Figure (II-23-2) compte tenu des remarques précédentes :

- au démarrage $\psi_a = 0$ de manière à obtenir le couple maximum pour les premières commutations ;

- puis ψ_a varie continuement en fonction de la vitesse de façon à ce que le calage affiché à l'abandon du dispositif auxiliaire permette à l'ensemble convertisseur-machine de fonctionner en commutation naturelle suivant les lois optimales générées par le calculateur (cfs Chapitre III) ;

- à l'instant de l'abandon du dispositif auxiliaire, on applique un échelon $\Delta\psi_a$ qui doit permettre de compenser l'à-coup de couple et assurer le raccord avec les lois étudiées au Chapitre III.

FIG II-23-2



F - INVERSION DU SENS DE MARCHE :

Les processus de commande précédemment établis doivent être étendus pour un fonctionnement de la machine dans les quatre quadrants avec les mêmes performances.

Après quelques rappels sur les procédés d'inversion de sens de marche d'une machine synchrone autopilotée alimentée en courant, nous introduirons l'organigramme de commande général de l'ensemble convertisseur machine.

I - MARCHE DANS LES QUATRE QUADRANTS :

L'expression du couple en régime permanent et de la puissance fournie à la machine mettent en évidence les possibilités d'obtenir un tel fonctionnement schématisé par le tableau de la Figure (II-24)

$$C = K' I_c \cos\psi \qquad P_m = 2\pi N C$$

Ic ayant un sens imposé par le caractère unidirectionnel des éléments semi-conducteurs, le couple changera de signe avec $\cos\psi$ D'autre part, la commutation naturelle impose $\psi \geq 0$; le tableau (II-24) illustre les possibilités de marche dans les quatre quadrants.

FIG II-24

	$N<0$ Sens 2		$N>0$ Sens 1	
$0 \leq \psi < \frac{\pi}{2}$	$C>0$	$P_m<0$	$C>0$	$P_m \geq 0$
$\frac{\pi}{2} \leq \psi < \pi$	$C<0$	$P_m>0$	$C<0$	$P_m<0$

Nous voyons en particulier qu'un déphasage avant de ψ au delà de $\pi/2$ lors d'une marche en moteur provoque une inversion du signe de la puissance fournie au moteur.

La machine fonctionne alors en génératrice. Ce fonctionnement en génératrice est utilisé pour l'arrêt dans le cas d'une commande d'inversion du sens de rotation dont les séquences sont développées ci-après . Les convertisseurs I et II qui sont réversibles fonctionnent alors respectivement en onduleur et en redresseur de manière à restituer au réseau l'énergie de freinage.

C'est le fonctionnement en génératrice-frein qui peut être optimisé en imposant un angle ψ_a de 180°, c'est-à-dire le couple électromagnétique maximum pour un courant Ic donné, qui permet donc un freinage performant jusqu'à l'arrêt.

A la vitesse nulle, toutes les conditions d'une marche en moteur sont réunies ; le démarrage peut avoir lieu dans l'autre sens de rotation suivant les séquences décrites dans les paragraphes précédents.

En particulier, l'affichage d'un angle $\psi_a = \pi$ au cours du freinage permet un démarrage dans l'autre sens de rotation avec un angle $\psi_a = \pi - \pi = 0$ ce qui est, nous l'avons vu une des conditions optimales de démarrage.

Nous avons réalisé un passage en génératrice frein en maintenant le courant d'alimentation constant et en agissant sur ψ_a. Ce passage utilise les possibilités du dispositif déphaseur décrit précédemment.

La machine fonctionnant en régime permanent avec un angle ψ_o, l'ordre d'inversion du sens de rotation est suivi des séquences suivantes :

1 - on effectue un déphasage avant de $\pi - \psi_o$

2 - la machine fonctionne alors en génératrice avec un angle $\psi_a = \pi$

Au cours de ce fonctionnement le courant reste constant.

S'il s'agit d'une inversion du sens de marche, ces séquences seront suivies d'un démarrage dans l'autre sens avec évolution de l'angle ψ_a de 0 à ψ_o lorsque le régime permanent sera à nouveau établi. (Le courant affiché étant resté constant).

Ce dernier procédé d'inversion du sens de marche est intéressant dans la mesure où il permet d'effectuer un freinage optimum ($\psi_a = \pi$).

II - STRUCTURE DE LA COMMANDE :

Remarque préliminaire :

Le fonctionnement de la machine sur toute la plage de vitesse impose un repérage de la position exacte du rotor à l'arrêt de manière à redémarrer avec un angle connu. En effet, si l'on est séparé de la dernière commutation avant l'arrêt d'un angle électrique α, la prochaine commutation lors d'un démarrage dans l'autre sens aura lieu après une rotation d'angle électrique $\pi/3 - \alpha$. Chaque inversion du sens de marche introduira donc un déphasage de $\pi/3 - 2\alpha$.

La structure du capteur F_4 ne permet pas de coder la position du rotor mais l'état du compteur qu'il incrémente peut founir l'angle α lors de l'arrêt. On peut ainsi réinitialiser la commande avec le dispositif déphaseur.

Néanmoins, cette solution a du être écartée du fait du comportement du rotor à l'instant de l'arrêt (possibilité de légère oscillation suffisante pour incrémenter le compteur par exemple, d'où erreur systèmatique de 2° électriques sur l'angle ψ_a).

Aussi, nous avons conservé l'utilisation des trois capteurs F_1, F_2, F_3 en très basses vitesses (inférieure à 30 T/mn) de manière à utiliser un codage suffisant pour réinitialiser le dispositif déphaseur .

Ces capteurs sont placés de façon à imposer un angle $\psi_a = o$ dans un fonctionnement moteur, un angle $\psi_a = \pi$ en génératrice.

Ainsi, le passage du fonctionnement avec le capteur F_4 à celui utilisant F_1, F_2, F_3 se passe sans problème lors d'une inversion du sens de marche, puisque l'angle ψ_a lors du fonctionnement en génératrice est égal à π. (cfs Figure (II-24-2)).

Séquence de fonctionnement sur F_1 F_2 F_3 avec $\psi_a = 0$ sens de rotation ↺

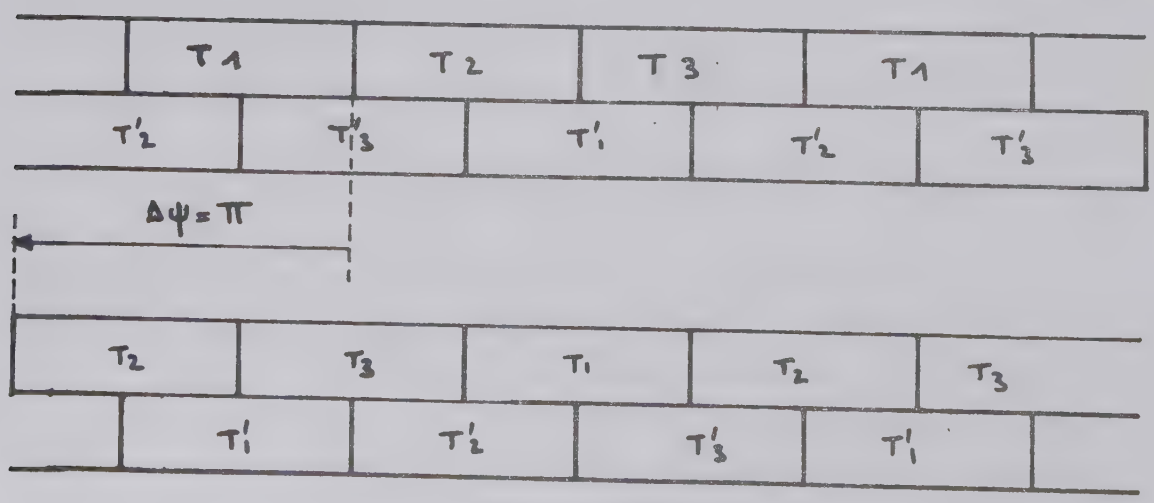


FIG II-24-2

- séquence de fonctionnement sur $\bar{F}_1\ \bar{F}_2\ \bar{F}_3$ sens de rotation 1.

On voit que le fonctionnement sur $\bar{F}_1\ \bar{F}_2\ \bar{F}_3$ correspond à un fonctionnement avec $\psi_a = \pi$ par rapport au fonctionnement sur $F_1\ F_2\ F_3$ avec $\psi_a = 0$.

En effet, lors du fonctionnement sur $F_1\ F_2\ F_3$ on a
(Figure (II-4) paragraphe II chapitre II)

avec $F_1 F_2 F_3$

$$T_1 = \overline{\bar{F}_3 . F_1}$$
$$T_2 = \overline{F_3 . F_2}$$
$$T_3 = \overline{\bar{F}_1 . \bar{F}_2}$$
$$T'_1 = \overline{\bar{F}_1 . F_3}$$
$$T'_2 = \overline{\bar{F}_2 . \bar{F}_3}$$
$$T'_3 = \overline{F_1 . F_2}$$

avec $\bar{F}_1 \bar{F}_2 \bar{F}_3$

$$T_1 = \overline{F_3 . \bar{F}_1}$$
$$T_2 = \overline{\bar{F}_3 . \bar{F}_2}$$
$$T_3 = \overline{F_1 . F_2}$$
$$T'_1 = \overline{F_1 . \bar{F}_3}$$
$$T'_2 = \overline{F_2 . F_3}$$
$$T'_3 = \overline{\bar{F}_1 . \bar{F}_2}$$

Considérons à présent les différents éléments constitutifs de la commande.

a) - Entrées - Sorties :

Avant de présenter l'organigramme général, nous allons énumérer les différentes entrées - sorties du calculateur dans ce cas de fonctionnement de la machine dans les quatre quadrants.

- Entrées :

Citons pour mémoire (cf§ paragraphe C-II) le courant est la vitesse lue sur deux ADC (Analog Digital Converter).

Trois signaux logiques captés par les interfaces du calculateur (SENSE LINES) qui comprennent :

- Le sens de rotation codé par un niveau logique "0" ou "1".

- Le signal Sy de synchronisation décrit au Paragraphe B-3 qui commande le passage du fonctionnement utilisant les trois capteurs F_1 F_2 F_3 à celui utilisant F_4 (Sy est obtenu par synchronisation du signal U de commande du passage de F_1 F_2 F_3 à F_4 avec le flanc montant de F_1 afin de ne pas introduire de déphasage aléatoire).

- Un signal issu d'un comparateur à hystérésis du signal vitesse issu du convertisseur fréquence-tension. Ce comparateur aurait pu être réalisé en "software" mais sa réalisation sur la console analogique a permis d' "alléger" le programme.

- Sorties :

Quatre sorties sous forme de signaux logiques disponibles sur les interfaces du calculateur (CONTROL LINES) :

- OCL0 : signal U de commande de passage de F_1 F_2 F_3 à F_4 .

- OCL1 : sens de fonctionnement des trois capteurs F_1 F_2 F_3. Les capteurs F_1 F_2 F_3 étant fixés de manière à afficher un angle $\psi_a = 0$, le démarrage dans l'un ou l'autre sens de rotation est assuré par la possibilité de complémenter ou non ces trois signaux suivant le sens choisi. Le signal OCL1 permet donc de complémenter ces trois signaux ;

- OCL2 : sens de fonctionnement du compteur en anneau : le compteur décrit au paragraphe B-II est un registre à décalage formé de trois bascules JK dont le cablage impose une séquence déterminée pour les trois

signaux Q_1, Q_2, Q_3 ; or l'inversion du sens de rotation impose la possibilité d'obtention de la séquence inverse pour Q_1 Q_2 Q_3

Le signal OCL2 permet donc par l'intermédiaire d'une logique appropriée de modifier l'agencement des trois bascules afin de réaliser un fonctionnement correct dans les deux sens.

- OCL3 : ce signal est utilisé pour commander l'abandon du dispositif auxiliaire de démarrage lorsque la vitesse atteint un certain seuil (cf Paragraphe E). Il est commandé par le sous programme TESTA décrit plus loin dans l'organigramme général de commande. Ainsi le schéma de la Figure (II-25) montre que le calculateur connaît à tout moment l'état de la machine caractérisé par le mot de trois bits :

MOT SL1 : sens de rotation
SL2 : marche avec F_1 F_2 F_3 ou F_4
SL3 : domaine de vitesse

La vitesse N, l'angle de calage PSIO

Il affiche en permanence un mot de quatre bits constituant les entrées de commande du processus

FLAG OCL0
OCL1
OCL2
OCL3

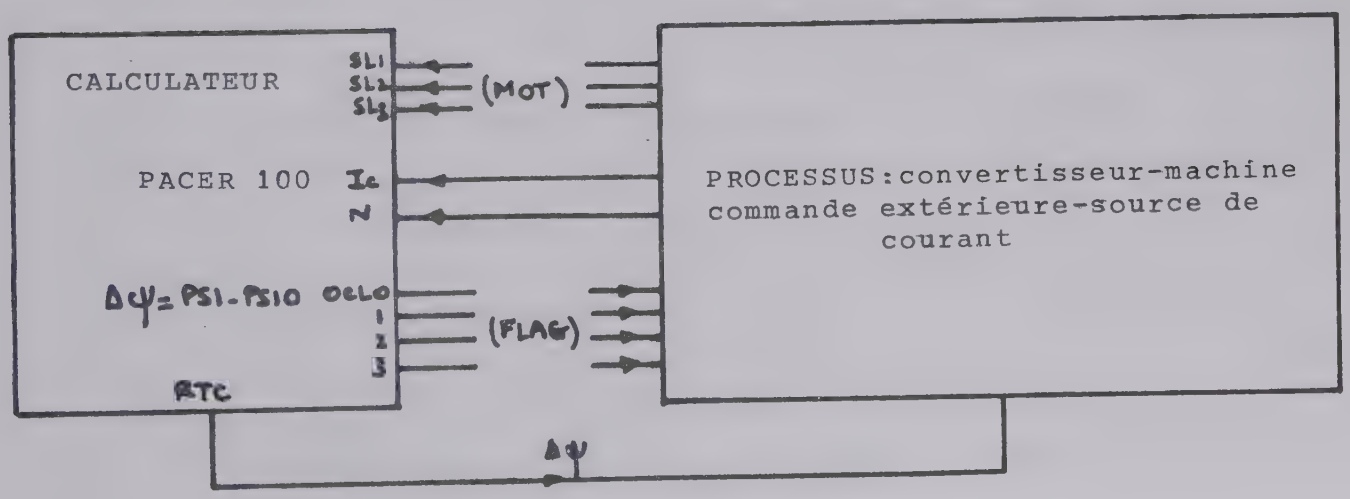


FIG II-25

b) - Organigramme général :

L'organigramme présenté à la Figure (II-26) doit être interprété comme suit :

Le programme se déroule en séquence par lecture des entrées (MOT , N , Ic) et en élaborant les commandes adéquates (FLAG, $\Delta\psi$) en temps réel.

INIT : Après mise sous tension des divers éléments du système de commande, cette séquence effectue les diverses initialisations (consoles- compteur temps réel (déphaseur) - logiques de commande extérieures - capteurs - validation des interruptions). La séquence DEM est alors activée.

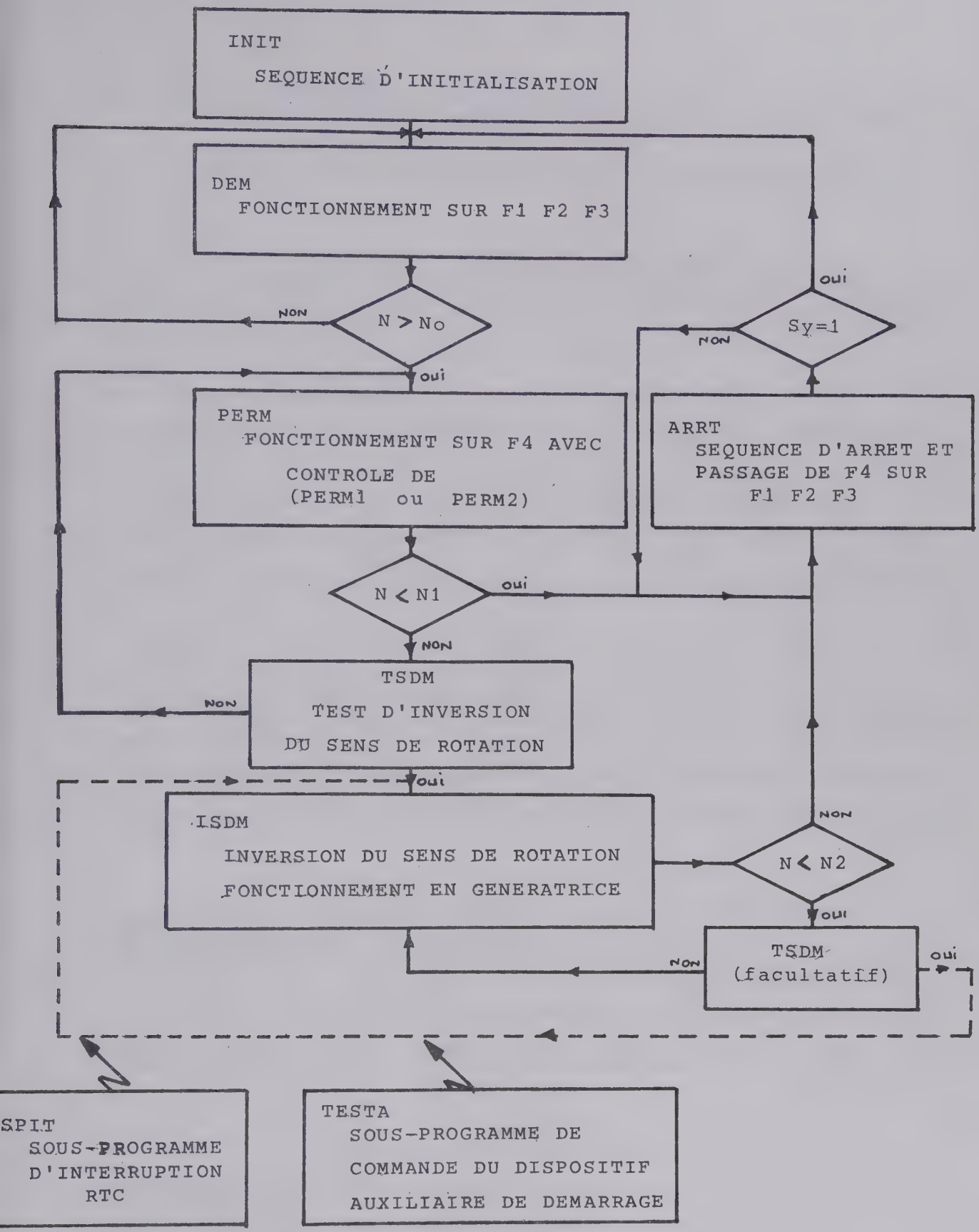
DEM : au cours de cette séquence correspondant au fonctionnement en basses vitesses ,

- le sens de rotation demandé est affiché par action sur OCL1 et OCL2
- OCLO impose un fonctionnement utilisant F_1 F_2 F_3
- le dispositif auxiliaire de démarrage est activé (OCL3)
- l'angle ψ_a est initialisé à 0.

La vitesse lue à chaque déroulement de DEM est comparée au seuil No au-delà duquel la séquence PERM est activée.

PERM : lorsque No est dépassée, OCLO impose la commande du convertisseur II à partir de F_4.
Dès que le RTC (initialisé préalablement) commence à compter, on effectue un des programmes PERM1 ou PERM2 définis précédemment pour contrôler l'angle PSIA à partir de Ic et de N captés à chaque commutation.

Remarque : TESTA est un sous programme permettant la commande du dispositif auxiliaire de démarrage en fonction de la vitesse N.



ORGANIGRAMME GENERAL DE COMMANDE

* FIG II-26-1 *

Le sous programme d'interruption RTC, SPIT permet d'afficher le déphasage $\Delta\psi_a$ calculé à chaque commutation.

On effectue deux tests :

1 - une comparaison de la vitesse avec un seuil N1 ; si N devient inférieure à N1, on quitte PERM pour assurer la procédure d'arrêt de la machine ARRT.

2 - un test d'inversion du sens de rotation TSDM qui s'il s'avère positif mène à la séquence d'inversion du sens de rotation.

La séquence PERM constitue le programme de commande actif en régime permanent de fonctionnement dans le domaine des vitesses moyennes et grandes.

ISDM : au cours de cette séquence correspondant à l'inversion du sens de rotation, on réalise un déphasage de $\pi - \psi_o$ de manière à faire fonctionner la machine en génératrice-frein. On complète les signaux F_1 F_2 F_3 de manière à n'introduire aucune discontinuité de fonctionnement lors du passage du fonctionnement avec F_4 à celui utilisant F_1 F_2 F_3 en l'occurence lorsque le vitesse devient inférieure à un seuil N2.

ARRT : c'est une séquence intermédiaire entre le fonctionnement sur F_4 et celui sur F_1 F_2 F_3 . En effet, au début de cette séquence le signal OCLO doit imposer le passage à F_1 F_2 F_3 .Mais ce passage synchronisé sur un flanc montant de F_1 ne sera effectif que lorsque Sy ($\equiv$ SL2) sera au niveau "1". Entre temps il faut continuer d'activer le RTC en imposant un angle $\psi_a = \pi$.

Ainsi lorsque Sy = 1 on réintègre la séquence DEM.

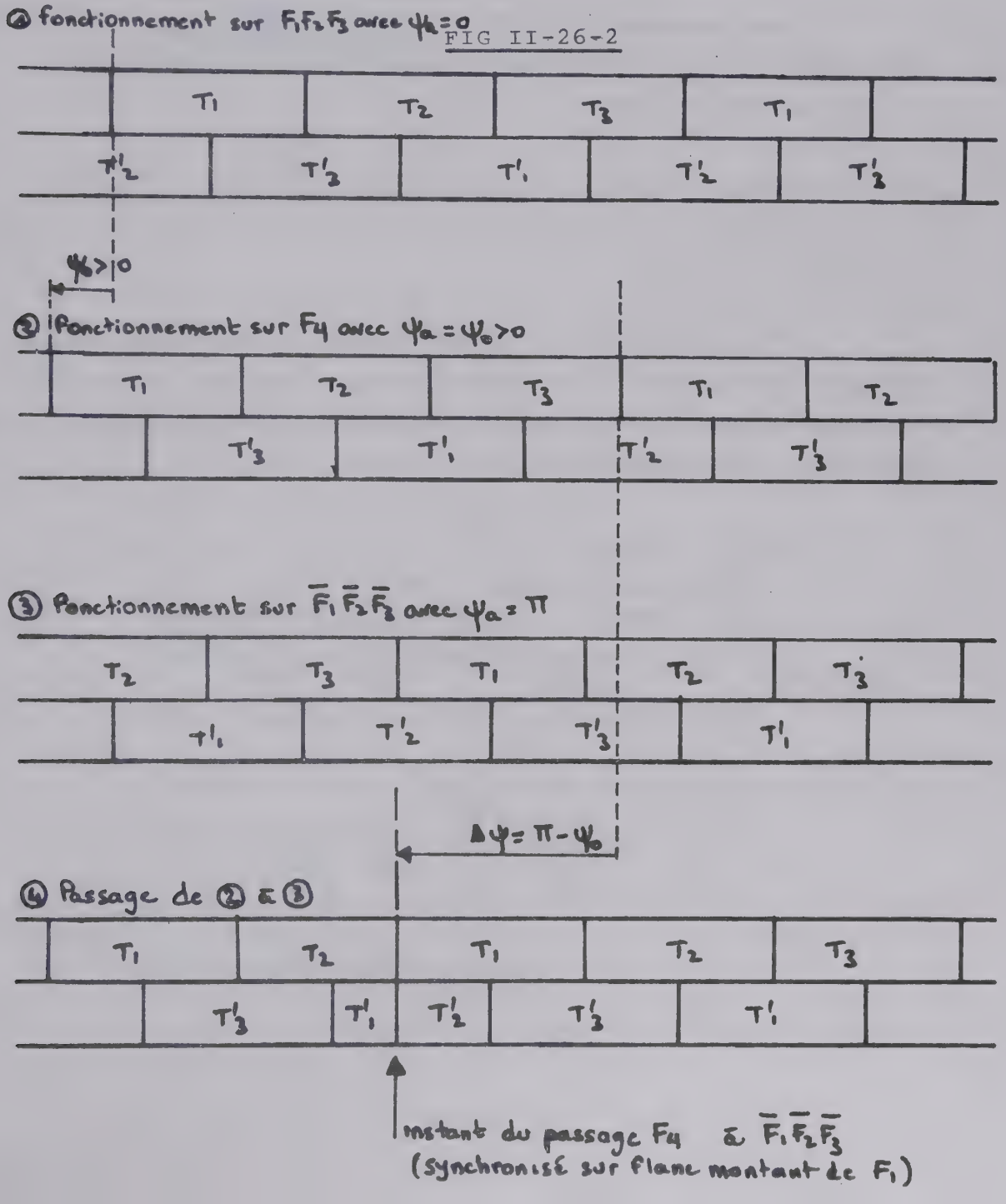
Le démarrage dans l'autre sens de rotation s'effectue alors de lui-même suivant la procédure précédemment décrite, puisque le courant Ic affiché est resté constant au cours de l'inversion.

III - COMPLEMENTS - RESULTATS - CONTRAINTES :

Lors du passage en génératrice frein, deux options peuvent être prises :

- Le déphasage de ψ_a de ψ_o à π peut se faire directement en un seul échelon de calage positif en repassant directement à un fonctionnement sur les trois capteurs F_1 F_2 F_3 préalablement complémentés au cours de ISDM (cfs Figure (II-26-2).

FIG II-26-2



On voit que le passage d'un fonctionnement sur F_4 à un fonctionnement sur $\bar{F}_1\ \bar{F}_2\ \bar{F}_3$ correspond bien à un déphasage avant de $\pi - \psi_o$. Ainsi le nouvel angle de calage devient : $\psi_a = \psi_o + \pi - \psi_o = \pi$
La machine fonctionne alors en génératrice-frein avec le couple optimal.

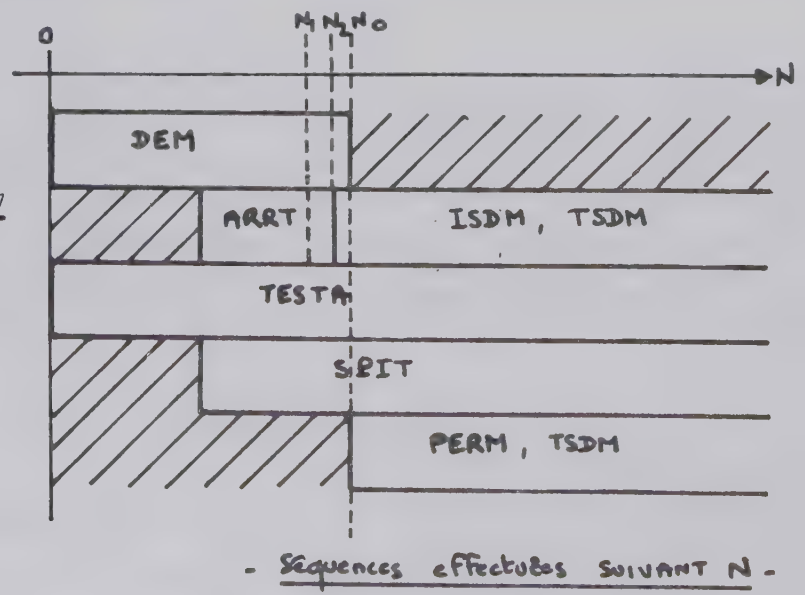
- Ce passage peut être réalisé de manière progressive en utilisant F_4 jusqu'au seuil de vitesse N_2, ce qui permet de contrôler ainsi ψ_a au cours du fonctionnement en génératrice. Le choix dépend de l'application envisagée pour le dispositif.

On peut également refaire un test TSDM d'inversion du sens de rotation qui, s'il est positif provoque une nouvelle séquence ISDM (ligne--- sur le Figure (II-26-1)).

Remarquons enfin que lors du déroulement de DEM, l'inversion du sens de rotation aux basses vitesses s'effectue directement par complémentation de $F_1\ F_2\ F_3$.

Les Figures (II-27) et la photo (II-28) illustrent les divers fonctionnements décrits. Le programme précédent a révélé une bonne fiabilité. Nous avons représenté sur la Figure (II-27) les diverses séquences utilisées dans les divers domaines de vitesse.

FIG II-27



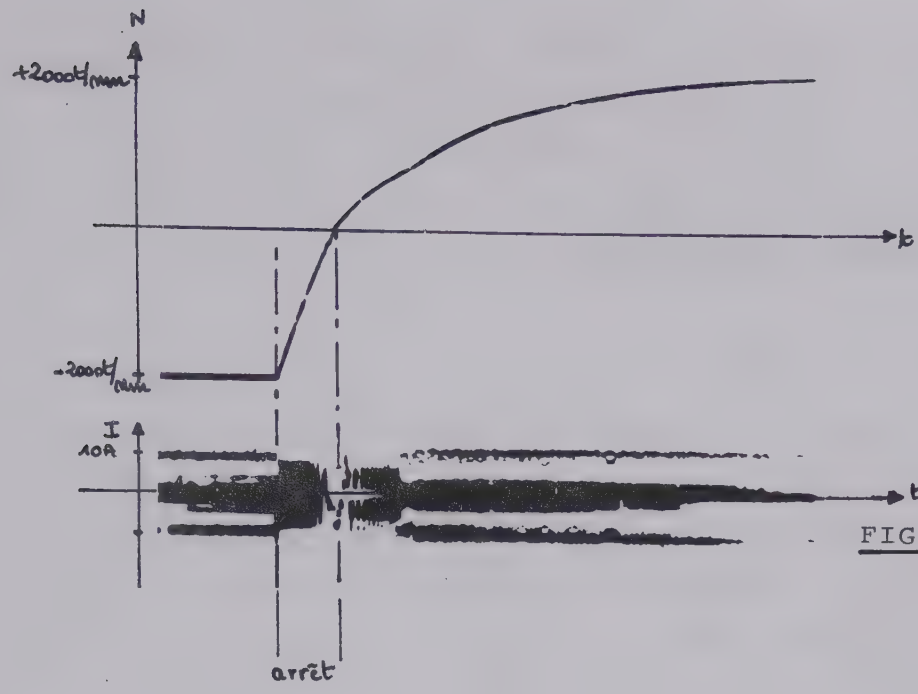


FIG II-28

Il est à noter que ce programme peut être aisément réalisé sur la grande majorité des micro-calculateurs. En effet :

- d'une part il nécessite un seul niveau d'interruption,
- d'autre part, il met en jeu sept entrées-sorties logiques, deux interfaces analogiques digitales,
- enfin, il y a peu de contraintes au niveau du temps de calcul dans le cas de la machine utilisée. Rappelons en effet que le processus à commander permet d'effectuer un grand nombre de calculs ; la séquence PERM devant être décrite en temps minimum de 3.3 ms (à vitesse nominale cfs Paragraphe D - III - a).

Le tableau II-29 donne une idée des valeurs moyennes des temps de calcul pour chaque séquence du programme.

INIT	DEM	PERM	TSDM	ISDM	SPIT RTC
19µs	64µs	800µs	19µs	15µs	10µs

FIG II-29

↑ en négligeant les retards de désynchronisation avec le processus

Parmi les opérations complexes, il n'utilise qu'une seule multiplication et une seule division. Enfin, les cellules-mémoire utilisées sont au nombre de 1265. Remarquons par ailleurs, qu'une optimisation au niveau du temps de calcul et de la place mémoire pourrait les réduire considérablement.

CONCLUSION :

Tout au long de ce chapitre, la mise en oeuvre des différents fonctionnements étudiés a montré la grande souplesse d'utilisation et les multiples possibilités d'une commande d'un ensemble convertisseur-machine par un micro-calculateur. Le processus de commande d'une machine synchrone autopilotée alimentée en courant en commutation naturelle est relativement complexe de par les diverses stratégies de commande à réaliser (démarrage - lois de commande - inversion du sens de rotation etc...). Le calculateur utilisé offrait bien entendu des possibilités dépassant la complexité des problèmes posés.

Néanmoins, il présentait l'avantage de pouvoir tester de nombreux types de commande : lois de commande différentes- déphaseur programmé ou commande d'un déphaseur réalisé en logique cablée -diverses solutions pour l'inversion du sens de rotation etc...

Il ne resterait maintenant qu'à sélectionner le mode de commande qui présenterait le moins de contraintes possible pour le choix d'un micro-calculateur. Le programme choisi impose en effet des contraintes, qui aussi bien du point de vue de la capacité mémoire que de celui du temps de calcul sont compatibles avec la grande majorité des micro-calculateurs disponibles actuellement.

Notre étude montre également que la tâche du calculateur peut être considérablement allégée par la réalisation de nombreux composants spécialisés de la commande en logique cablée (déphaseur-logique de démarrage).

- C H A P I T R E III -

DETERMINATION DE LA COMMANDE OPTIMALE EN REGIME PERMANENT

INTRODUCTION :

Les hypothèses faites au Chapitre I ont permis de déterminer des lois optimales pour obtenir un couple maximum à courant et vitesse fixés. Le calage optimal apparaissait alors comme une fonction du courant d'alimentation, indépendante de la vitesse.

Le montage expérimental décrit précédemment a permis de tester en premier lieu des lois expérimentales issues de mesures de divers points de fonctionnement (Ic et N fixés) en régime permanent : il suffisait de se placer au calage minimum permettant d'assurer la commutation, c'est-à-dire un fonctionnement à tq = f(Ic, N) minimum.

Les résultats obtenus ont montré très vite combien les hypothèses du Chapitre I sont loin de rendre compte des phénomènes réels car l'expérience montre que la vitesse doit être une grandeur d'entrée de la commande.

Remarquons que, dans un premier temps, nous avons cherché à obtenir le couple maximum pour chaque point de fonctionnement en régime permanent. Le fonctionnement à couple constant est à priori différent. Il pourra être déduit du premier fonctionnement en utilisant les résultats obtenus afin d'avoir des caractéristiques à couple constant et maximum, du moins sur une certaine plage de vitesse.

Nous allons donc reprendre l'étude du Chapitre I en prenant en compte les phénomènes de commutation, mais en continuant de considérer dans un premier temps l'alimentation parfaite et l'hypothèse d'un démarrage réussi. Nous avons ainsi volontairement choisi de générer les lois du régime permanent afin de voir par la suite les problèmes que l'on pouvait rencontrer.

I - ETUDE DU FONCTIONNEMENT EN REGIME PERMANENT EN TENANT COMPTE DES PHENOMENES DE COMMUTATION :

La décomposition du courant dans les enroulements de la machine en série de Fourier nous amène à considérer le fonctionnement comme la superposition d'un régime synchrone déterminé par le fondamental du courant, et d'un régime asynchrone correspondant aux harmoniques.

$$Ic = I + ih$$

De nombreux travaux effectués précédemment [4][17] ont montré que dans le cas d'une machine munie d'un enroulement amortisseur symétrique, les harmoniques de courant induisaient des flux de la forme $\sigma L_s\, ih$.

σL_s étant l'inductance de fuite totale stator rotor supposée constante dans le cas d'une machine non saturée

σ coefficient de dispersion $\qquad \sigma = 1 - \dfrac{M_{sr}^2}{L_s L_r}$

Pour caractériser la machine en tenant compte de la commutation, on considère alors deux intervalles d'étude :

- entre deux commutations,
- pendant la commutation.

1 - Fonctionnement entre commutations :

Le courant Ic étant constant entre deux commutations (source parfaite), les harmoniques de courant dans les enroulements font apparaître une tension

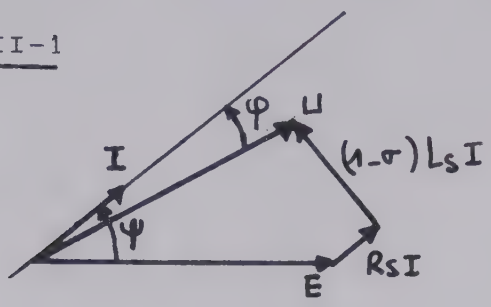
$$Uh = \sigma L_s \frac{dih}{dt} = -\sigma L_s \frac{dI}{dt}$$

qui se superpose à la tension Uf du régime synchrone fondamental, qui est sinusoïdale si on néglige le terme résistif.

On a donc $U = E + R_s I + (1-\sigma) L_s \dfrac{dI}{dt}$ en conventions récepteur.

Dans le cas d'une machine non saturée à pôles lisses, on peut donc utiliser entre commutations le diagramme de la Figure (III-1) construit en utilisant le fondamental I du courant.

FIG III-1



2 - Fonctionnement pendant la commutation :

Au cours de la commutation, si i_{cc} est le courant de court-circuit entre deux phases, le schéma équivalent rendant compte de la commutation est celui de la Figure (III-2) ([4] , [17]).

Dans ce schéma équivalent, apparaissent la résistance d'une phase R_S et l'inductance de commutation égale pour une machine à pôles lisses à l'inductance de fuite σL_S .

La tension de commutation U_c est égale à la tension entre phases déterminée par le diagramme de la Figure (III-1). Ce schéma équivalent permet de calculer le temps de commutation τ du courant d'une phase dans l'autre.

FIG III-2

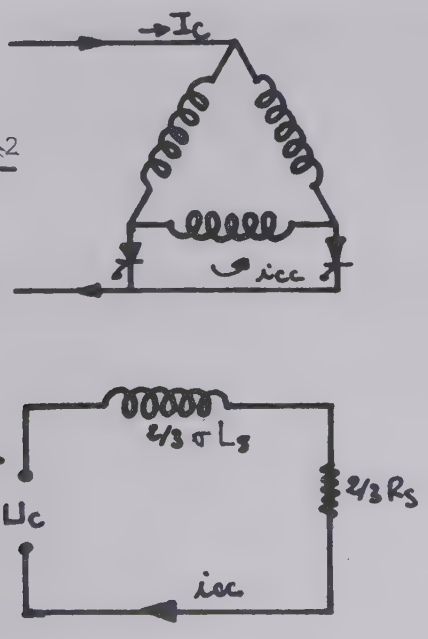
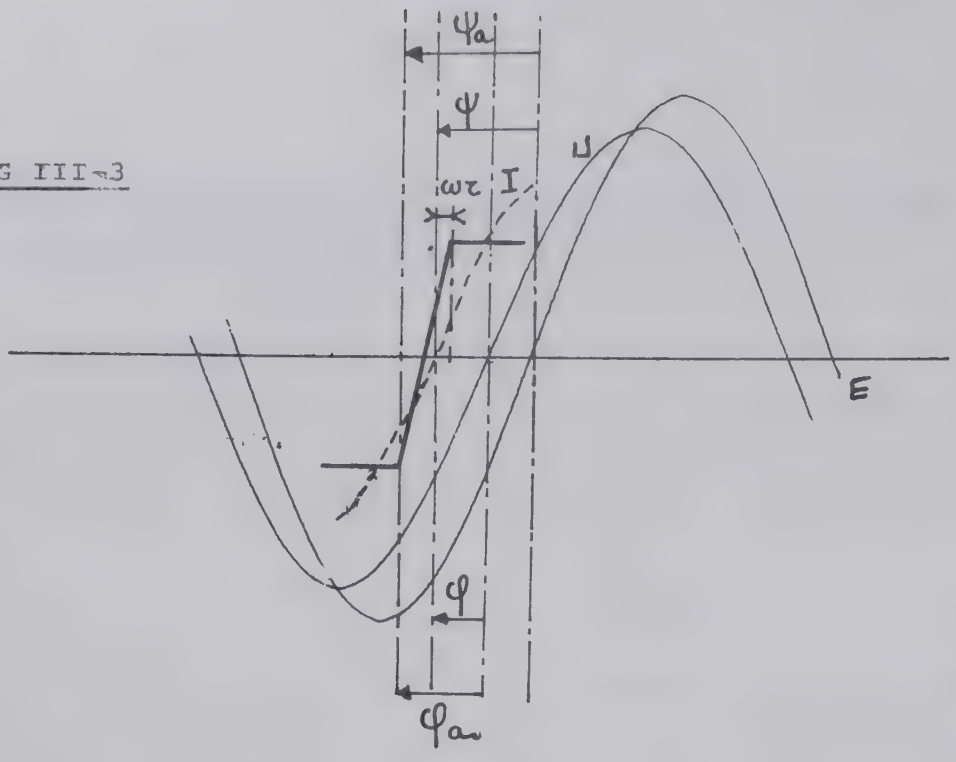


FIG III-3



Si nous prenons pour origine des temps l'amorçage du thyristor, c'est-à-dire le début de la commutation, la tension de commutation s'écrit d'après ce qui a été dit précédemment :

$$U_c(t) = U\sqrt{2}\,\sin(\omega t - \varphi_a)$$

Avec les conventions récepteurs et $\psi > 0$ on a $\varphi_a > 0$ de la même manière la force électromotrice est de la forme $E(t) = E\sqrt{2}\sin(\omega t - \psi_a)$, ψ_a étant le décalage affiché directement par le capteur de position (cf Figure III-3).

Au cours de la commutation de durée τ , le courant i_{cc} varie de 0 à Ic

La loi d'Ohm appliquée au circuit équivalent en négligeant R_S s'écrit :

$$2/3\,\sigma L_S \frac{di_{cc}}{dt} = -U\sqrt{2}\sin(\omega t - \varphi_a)$$

$$2/3\,\sigma L_S \int_0^{\tau} \frac{di_{cc}}{dt}dt = -\frac{U\sqrt{2}}{\omega}\int_0^{\omega\tau}\sin(\omega t - \varphi_a)\,d\omega t$$

On obtient alors : $\cos(\omega\tau - \varphi_a) = \cos\varphi_a + \frac{\sqrt{2}}{3U}\sigma L_S I_c \omega$

D'après les conventions la commutation n'est possible que si $\omega\tau < \varphi_a$ (tq négligé), on a donc

$$\omega\tau - \varphi_a = -\arccos\left(\cos\varphi_a + \frac{\sqrt{2}}{3U}\sigma L_s I_c \omega\right)$$

Soit

$$\boxed{\tau = \frac{1}{\omega}\left(\varphi_a - \arccos\left(\cos\varphi_a + \frac{\sqrt{2}}{3U}\sigma L_s I_c \omega\right)\right)} \quad (\text{III}_1\text{-}1)$$

3 - Détermination du fondamental du courant :

Les études précédentes [18] ont montré que :

- d'une part, l'amplitude du fondamental du courant est très peu influencé par la commutation (nous continuerons donc d'écrire $I = \frac{2I_c}{\pi\sqrt{2}}$ comme dans l'hypothèse d'une onde rectangulaire de courant) ;

- d'autre part, le déphasage φ du fondamental de la tension par rapport au fondamental du courant peut se déduire de φ_a par la relation

$$\text{(avec } \boxed{\begin{aligned}\varphi &= \varphi_a + k'\omega\tau \\ \psi &= \psi_a + k'\omega\tau\end{aligned}} \text{)} \quad (\text{III}_1\text{.}2) \quad k' \# 0.5$$

Le diagramme entre commutations (Figure III-1), les relations (III-1-1) et (III-1-2) permettent donc de caractériser avec une bonne approximation le fonctionnement de la machine synchrone en régime permanent.

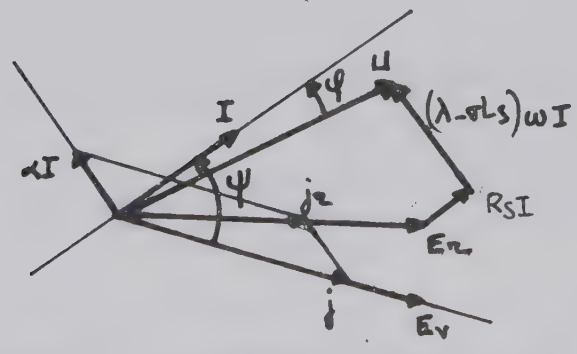
4 - Diagramme tenant compte de la saturation :

La machine à pôles lisses utilisée dans le montage expérimental et dont les diverses caractéristiques sont présentées en annexe et au Chapitre II peut difficilement être considérée comme non saturée. Nous avons donc été amenés à adopter pour le fonctionnement entre commutations un diagramme de Potier afin de prendre en compte la saturation.

Ce diagramme est caractérisé par trois grandeurs : (cf Fig. (III-4))

- α : coefficient d'équivalence des Ampères-tours induit et inducteur,
- λ : inductance de fuite propre du stator,
- la courbe à vide de la machine synchrone Ev (j) (j courant d'excitation du rotor).

FIG III-4



λ et σL_s étant du même ordre de grandeur, nous avons fait l'hypothèse : $(\lambda - \sigma L_s)\omega \# 0$ [2]

Le diagramme devient alors celui de la Figure (III-5).

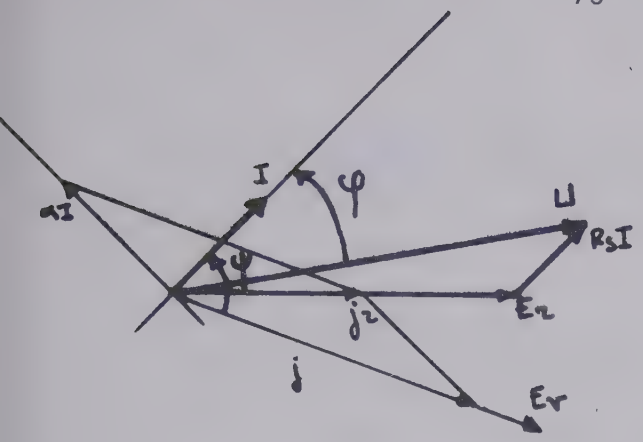


FIG III-5

On en déduit :

$$j_2 = \sqrt{(\alpha I)^2 + j^2 - 2\alpha j \sin\psi}$$

$$U = \sqrt{E_r^2 + R_s I^2 + 2E_2 R_s I \cos\left(\text{Arcsin}\left(\frac{\alpha I}{j_2}\cos\psi\right) - \psi\right)}$$

Pendant la commutation, les relations (III-1-1) et (III-1-2) restent inchangées. D'autre part, on détermine $E_2(j_2)$ par la courbe à vide de la machine.

5 - Détermination des caractéristiques électromécaniques :

La tension moyenne aux bornes du commutateur s'exprime en calculant la valeur moyenne de la tension instantanée ;

$$V_c = \frac{3}{\pi}\left(\int_{\frac{\pi}{6}+\omega z}^{\pi/2} \sqrt{2}\, U \cos\left(\omega t - \varphi_a - \frac{\pi}{3}\right) d\omega t + \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}+\omega z} \frac{\sqrt{2}}{2} U \sin\left(\omega t - \varphi_a\right) d\omega t \right)$$

$$\boxed{V_c = \frac{3U}{\pi\sqrt{2}}\left(\cos\varphi_a + \cos(\varphi_a - \omega z)\right)} \quad (III-1-3)$$

Le couple électromécanique moyen s'écrit alors (en négligeant les pertes dans le commutateur).

$$\boxed{C_M = p\,\frac{V_c I_c - \frac{2}{3} R_s I_c^2}{\omega}} \quad (III-1-4)$$

p : nombre de paires de pôles

II - DETERMINATION DES LOIS DE COMMANDE EN REGIME PERMANENT AVEC UNE SOURCE D'ALIMENTATION PARFAITE :

1 - Essai de détermination d'une solution analytique :

Le critère de faisabilité de la commutation s'écrit :

$$\varphi_a \geq \omega z + \omega t_q$$

Avec $\varphi_a \# \varphi + 0.5\omega z$ soit $\varphi \geq 0.5\omega z + \omega t_q$

Par ailleurs à courant Ic d'alimentation et à vitesse N fixée, le couple sera maximum pour ψ minimum. Dans ces conditions, la condition d'optimalité s'écrit alors :

$$\boxed{\varphi = 0.5\omega z + \omega t_q} \qquad (III\text{-}2\text{-}1)$$

Si on néglige les phénomènes de saturation, il est à priori possible de déterminer à partir des relations I-2-1 et du diagramme défini au I - 1 des relations définissant la commande optimale de ψ_a.

Le diagramme permet d'écrire : (en négligeant les résistances)

$$U\cos\varphi = E\cos\psi \qquad E\sin\psi - U\sin\varphi = (1-\sigma)L_s\omega I$$

On en déduit en posant $E = K\omega$:

$$\sin\psi - \cos\psi\, tg\varphi = (1-\sigma)\frac{L_s I}{K} \qquad (III\text{-}2\text{-}2)$$

Ce qui compte tenu de I-2-1 s'écrit ;

$$\boxed{\sin(\psi_a - 0.5\omega z) - \cos(\psi_a - 0.5\omega z)\, tg(0.5\omega z + \omega t_q) = (1-\sigma)\frac{L_s}{K}\frac{\sqrt{2}\, I_c}{\pi}} \qquad (III\text{-}2\text{-}3)$$

Cette dernière expression fait apparaître :

- que ψ_a optimal dépend de Ic et de ω ,
- qu'il est impossible de trouver une solution analytique simple pour l'expression $\psi_{a_{opt}} = f(I_c, N)$ même avec des hypothèses relativement simples.

2 - Détermination des lois par simulation numérique :

La recherche des lois de commande a donc été réalisée en utilisant un processus de calcul itératif permettant de calculer le calage optimal pour un courant Ic et une vitesse N donnés.

L'organigramme de la Figure (III-6) illustre le processus de calcul adopté :

- pour un courant Ic et une vitesse N donnés, on fixe un angle de calage $\psi_a = \pi/2$

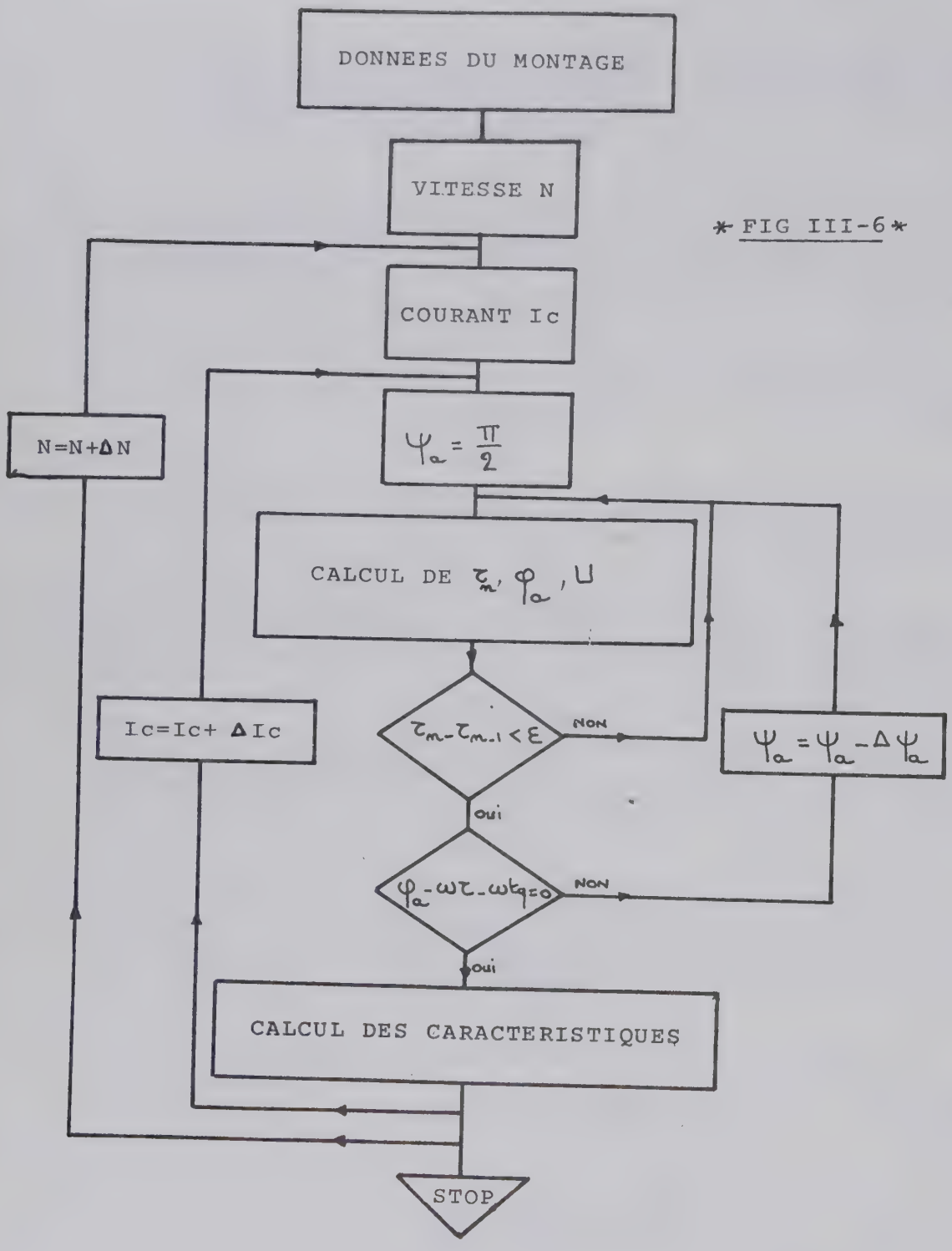
- pour un calcul itératif utilisant les relations I-2-1 et celles d'un organigramme (tenant compte ou non de la saturation) on détermine le temps de commutation τ ;

- pour un temps tq fixé (constant ou variable suivant la loi à déterminer), on teste le signe de la quantité: $\varphi_a - \omega\tau - \omega tq$

On fait alors des itérations successivement décroissantes sur ψ_a jusqu'à ce que cette quantité s'annule. On considère qu'on a obtenu le calage optimal pour le fonctionnement considéré.

On calcule alors les caractéristiques électromécaniques de la machine pour ce point de fonctionnement :

- tension moyenne aux bornes du commutateur : Vc,
- couple moyen en régime permanent : C_M,
- flux résultant dans l'entrefer : Φ_r ,
- déphasages ψ et φ , temps de commutation τ.


DONNEES DU MONTAGE
VITESSE N
COURANT Ic
$\Psi_a = \frac{\pi}{2}$
CALCUL DE τ_m, φ_a, U
$\tau_m - \tau_{m-1} < \varepsilon$
NON
oui
$\varphi_a - \omega\tau - \omega t_q = 0$
NON
oui
$\Psi_a = \Psi_a - \Delta\Psi_a$
Ic=Ic+ ΔIc
N=N+ΔN
CALCUL DES CARACTERISTIQUES
STOP

* FIG III-6 *

3 - Lois et caractéristiques pour un fonctionnement à tq minimum et constant :

Nous avons donc utilisé le programme précédent pour déterminer les caractéristiques optimales (celles pour lesquelles la relation III-2-1 est vérifiée à chaque point de fonctionnement) pour un fonctionnement de la machine du montage expérimental.

La caractérisation de cette machine par des coefficients constants sur toute la gamme de fonctionnement s'est avérée difficile.

L'importance de l'inductance de commutation nous impose également des fonctionnements avec angles de calage ψ_a importants.

Néanmoins les grandeurs adoptées pour cette machine à pôles lisses sont les suivantes :

$R_S = 0.17\,\Omega$ Lc = 0.012 H $\alpha = 1.74$ (cfs Annexe I)

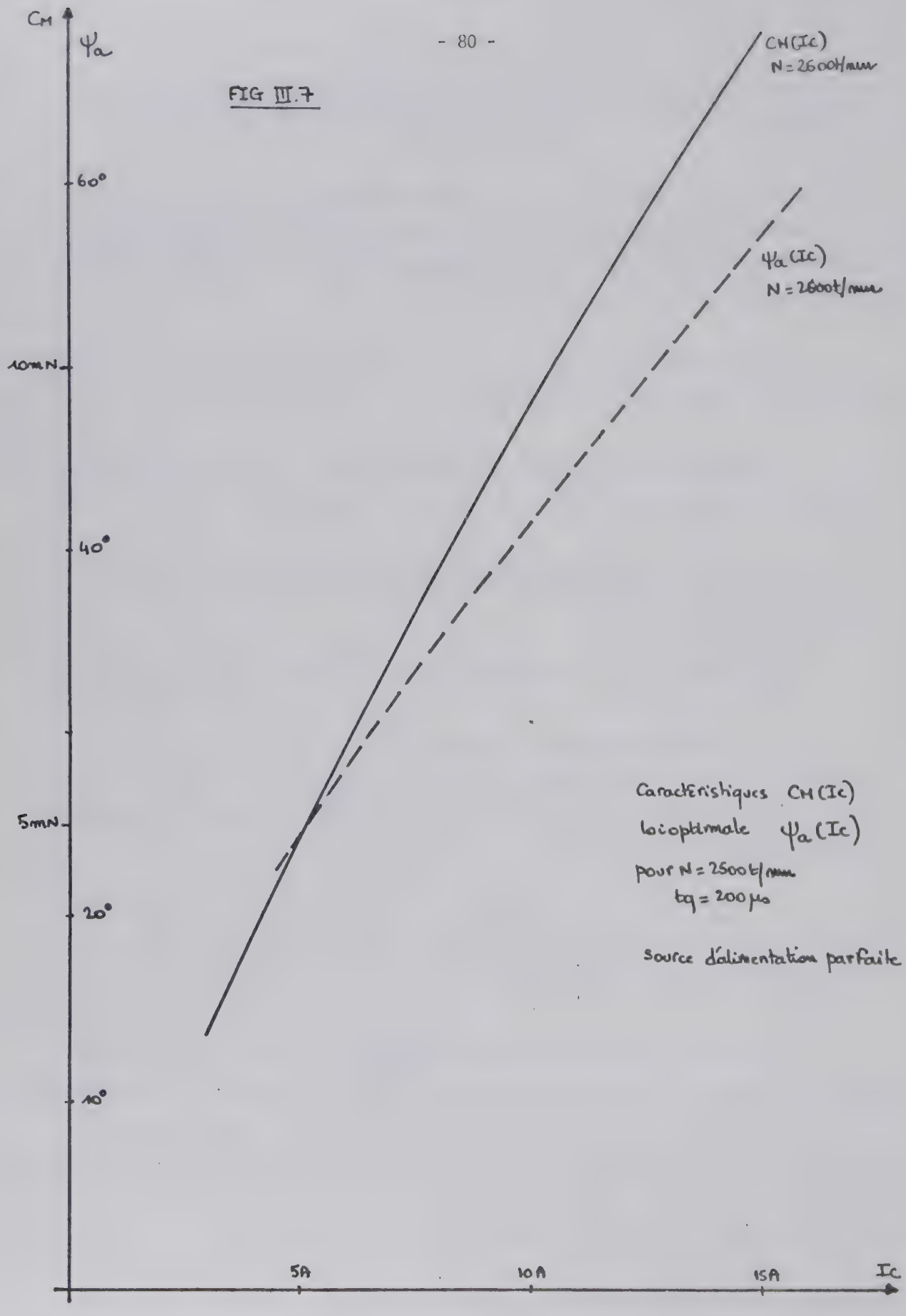
Les caractéristiques des Figures (III-7), (III-8), (III-9) correspondent à un fonctionnement optimal avec un temps d'application de tension inverse constant et égal à 200 μs sur toute la plage de vitesse avec des courants d'alimentation Ic variant de 6 à 15 A.

Le programme fournit également une loi ψ_a (Ic, N) (Figure III-7) correspondant à ce fonctionnement optimal. Les résultats nous permettent de faire les remarques suivantes :

1 - La caractéristique couple vitesse à Ic = cte (Figure (III-9)) montre que pour les vitesses supérieures à 400 T/mn le couple est pratiquement indépendant de la vitesse. Ceci aurait pu être mis en évidence sur la Figure (III-7) qui montre la caractéristique C_M(Ic) pour N = 2 500 T/mn En effet, les autres courbes C_M(Ic) pour N = cte se superposent à celle-ci avec des écarts sur C_M atteignant à peine 1%.

2 - La caractéristique C_M (Ic) pour N = 2 500 T/mn de la Figure (III-7) pratiquement linéaire pour les courants faibles se modifie légérement pour les courants élevés. Ceci s'explique par la variation du temps de

FIG III.7


CM
Ψa
60°
10mN
40°
5mN
20°
10°
5A
10A
15A
Ic
CH(Ic)
N = 2600t/mm
Ψa(Ic)
N = 2600t/mm
Caractéristiques CH(Ic)
loi optimale Ψa(Ic)
pour N = 2500t/mm
tq = 200 µs
Source d'alimentation parfaite

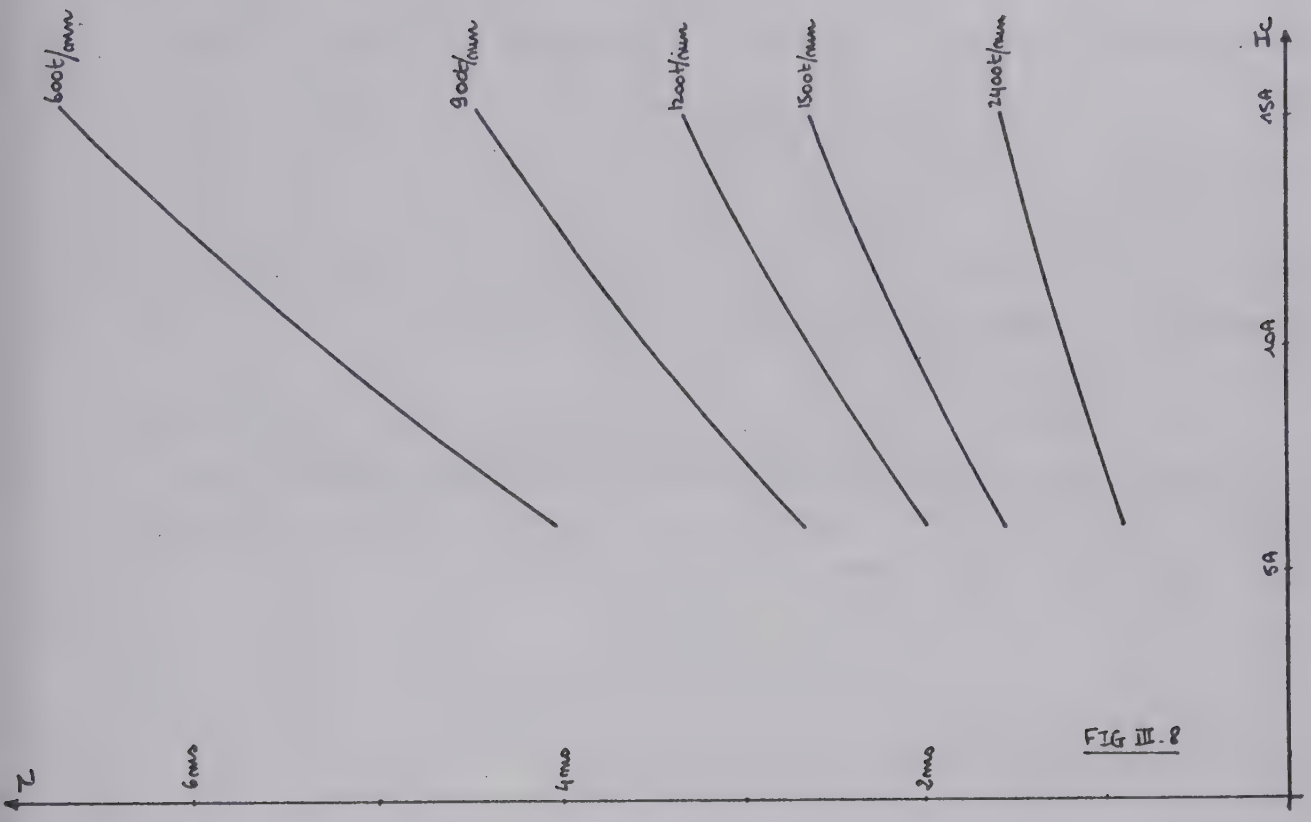


FIG III.8

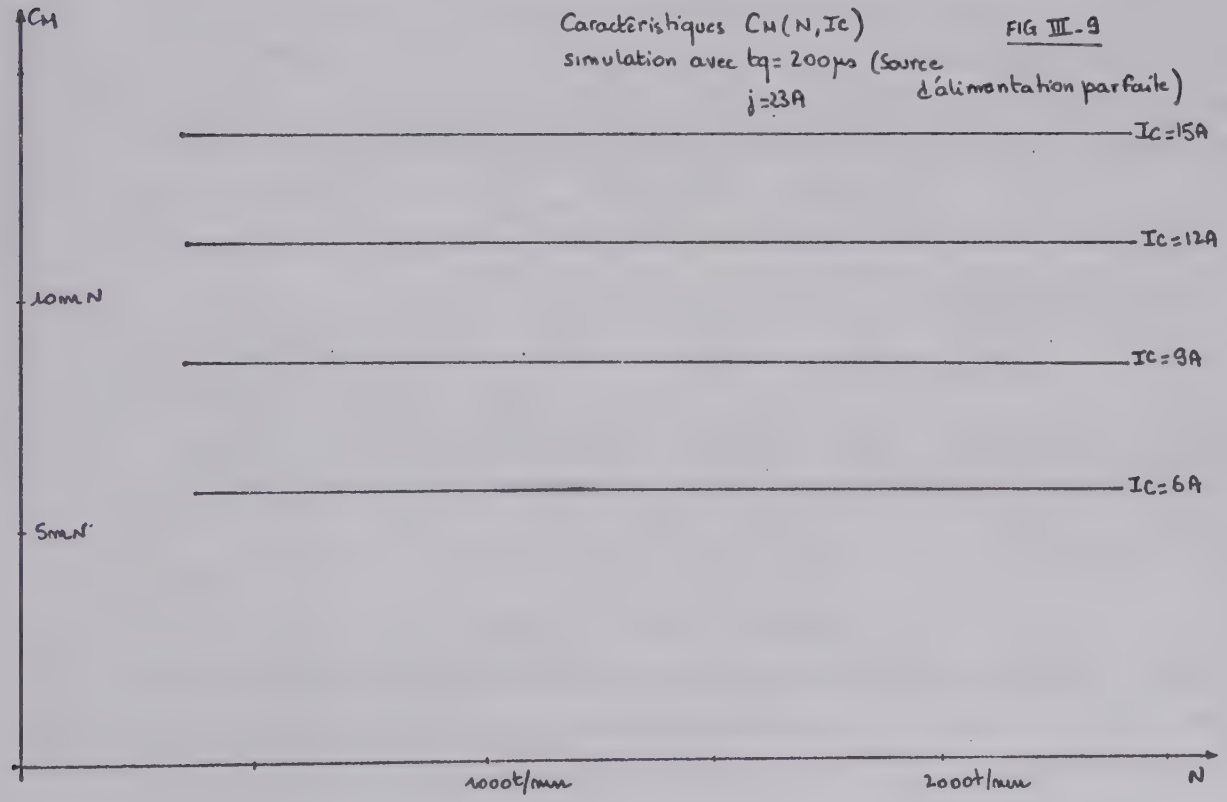


FIG III-9

commutation τ en fonction du courant d'alimentation (cfs Figure (III-8)).

Ainsi il apparaît qu'un fonctionnement à tq constant et minimum (caractéristique des thyristors utilisés) correspond d'une part à un couple maximum pour le courant donné (vérification de III-2-1), d'autre part à un couple constant sur le domaine de vitesse excluant la zone de démarrage où intervient le dispositif auxiliaire.

Les hypothèses retenues dans ce paragraphe (source d'alimentation parfaite) permettent donc d'obtenir une caractéristique $C_M(N) = cte$ pour Ic fixé. De plus la loi de commande de ψ_a déterminée n'est alors qu'une loi $\psi_a = f(Ic)$ indépendante de la vitesse.

III - INFLUENCE DE LA SOURCE DE COURANT REELLE :

Nous avons supposé jusqu'à présent que la source de courant est parfaite : en particulier, nous avons négligé les commutations du redresseur d'alimentation et l'ondulation du courant issu de la source. Nous nous proposons maintenant d'étudier l'influence de cette ondulation sur le fonctionnement optimal précédemment défini.

1 - Enoncé du problème :

La photo (III-10) montre l'allure du courant d'alimentation et de la tension aux bornes d'un thyristor du commutateur pour un point de fonctionnement du montage expérimental correspondant à une vitesse de 500 T/mn.

On voit apparaître une ondulation de cette tension due à l'ondulation du courant d'alimentation. Cette ondulation peut imposer à chaque commutation des thyristors du commutateur un temps d'application de tension inverse différent du fait de la désynchronisation des commutations des deux convertisseurs même en régime permanent de fonctionnement.

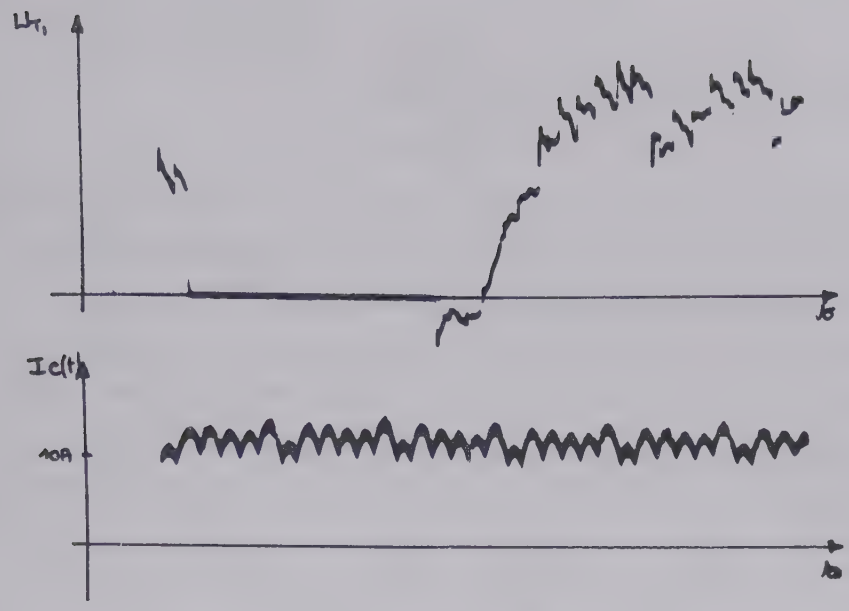


FIG III-10-1

En outre, l'ondulation de la tension délivrée par le convertisseur I est d'autant plus importante que la vitesse est faible, ce qui se traduit par une augmentation de cette ondulation de la tension aux bornes des thyristors. La prise en compte de ce phénomène doit donc nous permettre de déterminer une loi de commande ψ_a (Ic, N) plus réaliste et de déduire éventuellement des résultats un moyen de dimensionner l'inductance de lissage L1.

2 - Méthode de Calcul :

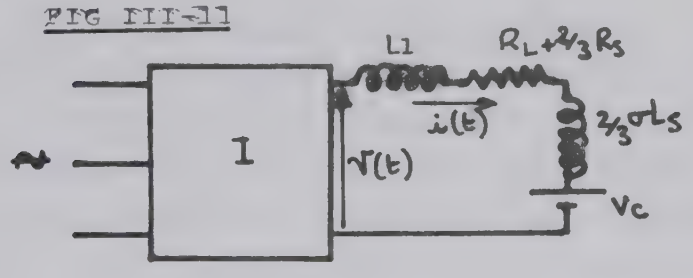
La détermination des lois $\psi_a(N) \grave{a} I_c = c^{te}$ impose d'abord de calculer l'ondulation de tension aux bornes d'un thyristor du commutateur. Pour cela, nous déterminerons l'ondulation du courant moyennant certaines hypothèses, puis nous en déduirons l'ondulation de tension aux bornes d'un thyristor. Enfin, une simulation numérique nous permettra de déterminer la loi ψ_a (Ic, N) adéquate pour un fonctionnement au couple optimal.

a) - Calcul de l'ondulation du courant :

Les hypothèses retenues sont les suivantes : aux basses vitesses, l'ensemble convertisseur-machine peut être considéré comme une charge R, L en série avec une tension constante correspondant à la tension moyenne aux bornes de l'ensemble convertisseur-machine (l'ensemble convertisseur machine est alors assimilé à une machine à courant continu). Cette hypothèse est d'autant plus valable que la vitesse est faible, c'est-à-dire que la fréquence de l'ondulation de tension aux bornes du commuteur est basse.

Dans ces conditions, le schéma équivalent est celui de la Figure (III-11) où intervient l'inductance de fuite de la machine.

FIG III-11



Posons : $R = R_L + 2/3\, R_S$ $\quad L = L1 + 2/3\,\sigma L_S$

On a $v(t) = Ri + L\frac{di}{dt} + V_C$

On décompose $v(t)$ et $i(t)$ en une composante continue et une composante alternative en posant :

$v(t) = V_{OH}\cos\theta + v_{alt}$ $\quad$ avec $V_{OH} = \frac{3U_m}{\pi}$

$i(t) = I_{moy} + i_{alt} = I_C + i_{alt}$

U_m : tension crête entre phases du réseau

Si θ est l'angle d'amorçage du redresseur I on a :

$$I_C = \frac{V_{OM}\cos\theta - V_C}{R}$$

Avec $v_{alt} = U_m \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{6} + \theta\right) - V_{OM}\cos\theta$

dans un intervalle $t \in \left[0, \frac{\pi}{3\omega_r}\right]$

avec ω_r pulsation du réseau $\omega_r = 100\pi \text{ rads}^{-1}$

L'ondulation de courant ialt vérifie donc l'équation :

$$i_{alt} + \frac{L}{R}\frac{di_{alt}}{dt} = \frac{U_m}{R}\left[\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{6} + \theta\right) - \frac{3}{\pi}\cos\theta\right] \qquad t \in \left[0, \frac{\pi}{3\omega_r}\right]$$

On obtient en résolvant cette équation :

$$i_{alt} = -\frac{3U_m}{\pi R}\cos\theta + \frac{U_m}{\sqrt{R^2+L^2\omega^2}}\sin\left(\omega_r t - \frac{\pi}{6} + \theta + \Delta\right) + \frac{U_m}{L\omega_r\left(e^{-\frac{R\pi}{3L\omega_r}} - 1\right)}\left(\sin(\theta+\Delta)\sin\Delta - \cos\theta\right)e^{-\frac{Rt}{L}}$$

avec: $\operatorname{tg}\Delta = \frac{R}{L\omega_r}$ $\qquad \omega_r t \in \left[0, \frac{\pi}{3}\right] \bmod\left(\frac{\pi}{3}\right)$

(III-3-1)

b) - Calcul de l'angle d'amorçage θ :

Les programmes présentés au paragraphe II permettent de calculer la tension moyenne Vc aux bornes du commutateur (pour un point de fonctionnement donné de la machine). La loi d'Ohm permet d'écrire (dans l'hypothèse du régime permanent).

$V_{OM}\cos\theta - V_C = RI_C$ soit $\theta = \arccos\left(\frac{RI_C + V_C}{V_{OM}}\right)$

(III.3.2)

c) - Calcul de l'ondulation de tension due à l'ondulation du courant d'alimentation :

Le courant dans une phase de la machine peut s'écrire sous la forme suivante :

$$I(t) = I_f(t) + i_h(t) + i_a(t)$$

$i_h(t)$: harmoniques dus à la forme d'onde rectangulaire du courant.

I_f Fondamental du courant

$i_a(t)$: harmoniques dus à l'ondulation du courant d'alimentation.

Nous avons vu, dans les paragraphes précédents que pour les harmoniques de courant, la machine peut être représentée par son inductance de fuite totale stator-rotor supposée constante (résistances négligées). On peut donc écrire pour la tension aux bornes d'une phase de la machine, due aux harmoniques ia (t) dans les intervalles entre commutations :

$$\boxed{U_a(t) = \frac{\sigma L_s}{3} \frac{di_a}{dt}} \qquad (III.3.3)$$

3 - Lois de commande optimales en tenant compte de l'ondulation du courant d'alimentation :

La détermination de l'ondulation de tension U_a nous permet en appliquant le théorème de superposition de déterminer le temps d'application de tension inverse minimum pour un point de fonctionnement donné (ce point de fonctionnement, déterminé par le programme du paragraphe précédent correspond au couple optimal pour Ic et N fixés).

Le principe de calcul est le suivant : organigramme (Figure (III-14)).

1 - Pour un tq minimum initial = 100 µs , on détermine pour Ic et N fixés le calage optimal à afficher et les caractéristiques électromécaniques de la machine : Vc et C_M en négligeant l'ondulation du courant d'alimentation.

2 - Pour une inductance de lissage L1 fixée on calcule alors puis ia (t) puis $U_a(t)$ (III-3-1 - III-3-2 - III-3-3).

3 - La tension réelle aux bornes d'un thyristor du commutateur s'écrit alors :

$$U_r = U_f + U_a \qquad (III.3.4)$$

U_f : fondamental de la tension entre phases de la machine déterminée à partir du programme du paragraphe II-2.

Remarquons que l'influence de l'ondulation de tension d'alimentation sur la tension de commutation a été négligée. La valeur de la tension de commutation est considérée comme celle calculée avec une source d'alimentation parfaite.

4 - On détermine le tq réel correspondant à l'annulation de . Tant que tq réel < 100 µs , on recommence tout le calcul avec un tq initial sans ondulation un peu plus grand (celui choisi en 1). Le calage ψ_a adopté est celui qui impose un tq minimum = 100 µs compte tenu de l'ondulation. Ce calage assure un tq moyen (correspondant au calcul 1 en négligeant l'ondulation et que nous désignerons par tq_s dans la suite de l'étude).

Ce temps d'application de tension inverse tq_s permet de déterminer ψ_a et le couple moyen pour un point de fonctionnement donné. Les mesures expérimentales effectuées ne permettent pas de déterminer ce tq_s.

Seule est accessible expérimentalement la plage de variation entre le temps tq minimum (= 100 µs)et le temps tq maximum correspondant à un

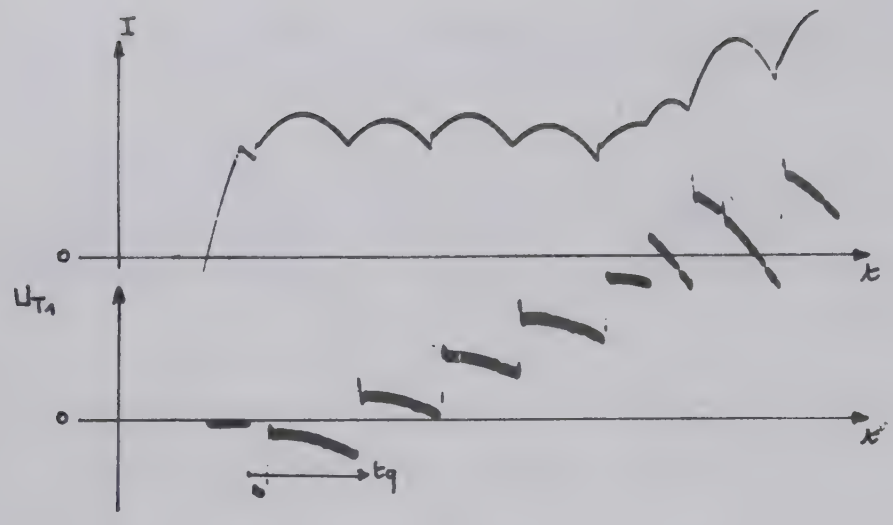


FIG III-12-1

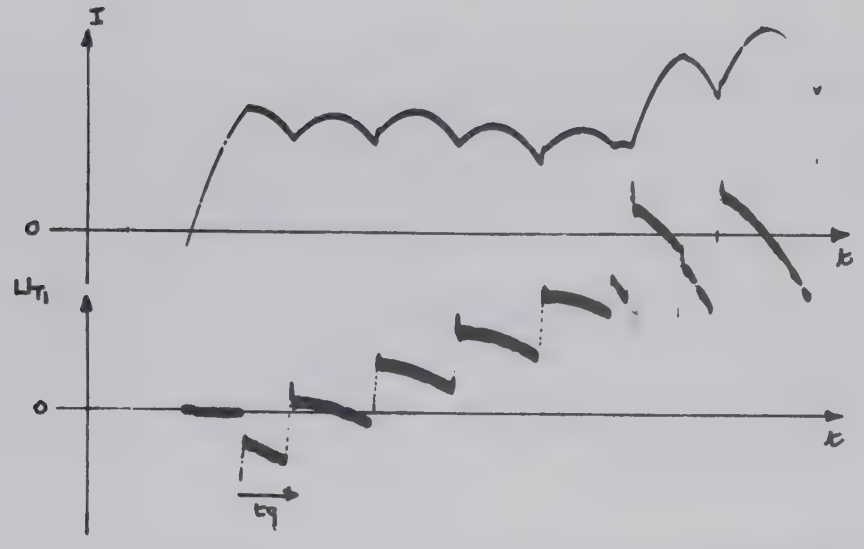


FIG III-12-2

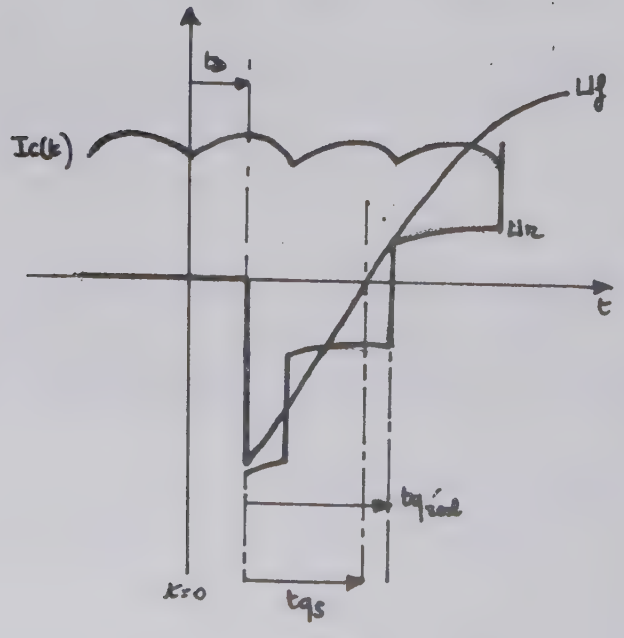


FIG III-13

point de fonctionnement donné. Le temps tq_s déterminé par simulation correspond au temps tq moyen appliqué au thyristor pour un point de fonctionnement donné et qui s'obtient par un calage ψ_a donné. La valeur du couple moyen C_M en ce point est définie à partir de ce calage.

Les photos des Figures (III-12-1) et (III-12-2) prises sur une simulation analogique globale [15] , [16] , d'un montage de machine synchrone autopilotée alimentée en courant en commutation naturelle montrent que, pour un point de fonctionnement donné, tq varie à chaque commutation suivant le décalage entre cette commutation et la commutation réseau la plus proche.

Sur la Figure (III-12-1), la commutation du redresseur I a lieu immédiatement après la commutation machine, le temps d'application de tension inverse est très petit.

Sur la Figure (III-12-2), la commutation réseau a lieu un peu plus longtemps après la commutation machine. Le tq est plus élevé.

Le programme de calcul précédemment décrit tient compte de ce phénomène de la manière suivante :

Au cours de l'étape 4 de l'organigramme précédemment décrit, on calcule tq réel pour toutes les valeurs t_D (cf Figure III-13) ($0 \leq t_D \leq 3{,}3$ ms) du déphasage entre une commutation-machine et une commutation-réseau. Dès que l'on obtient un tq réel $< 100\,\mu s$, on recommence tout le calcul en incrémentant le tq_s initial.

4 - Résultats :

La Figure (III-15) montre la tension U_T appliquée aux bornes d'un thyristor du commutateur lors d'une commutation, telle qu'elle est déterminée par le programme décrit précédemment. Il s'agit de la tension réelle correspondant à un point de fonctionnement tel que N = 1 200 T/mn et Ic = 12 A avec un tq_s = 1ms. On voit que le tq réel correspondant à cette commutation est bien différent (inductance de lissage Ll = 50 mH).

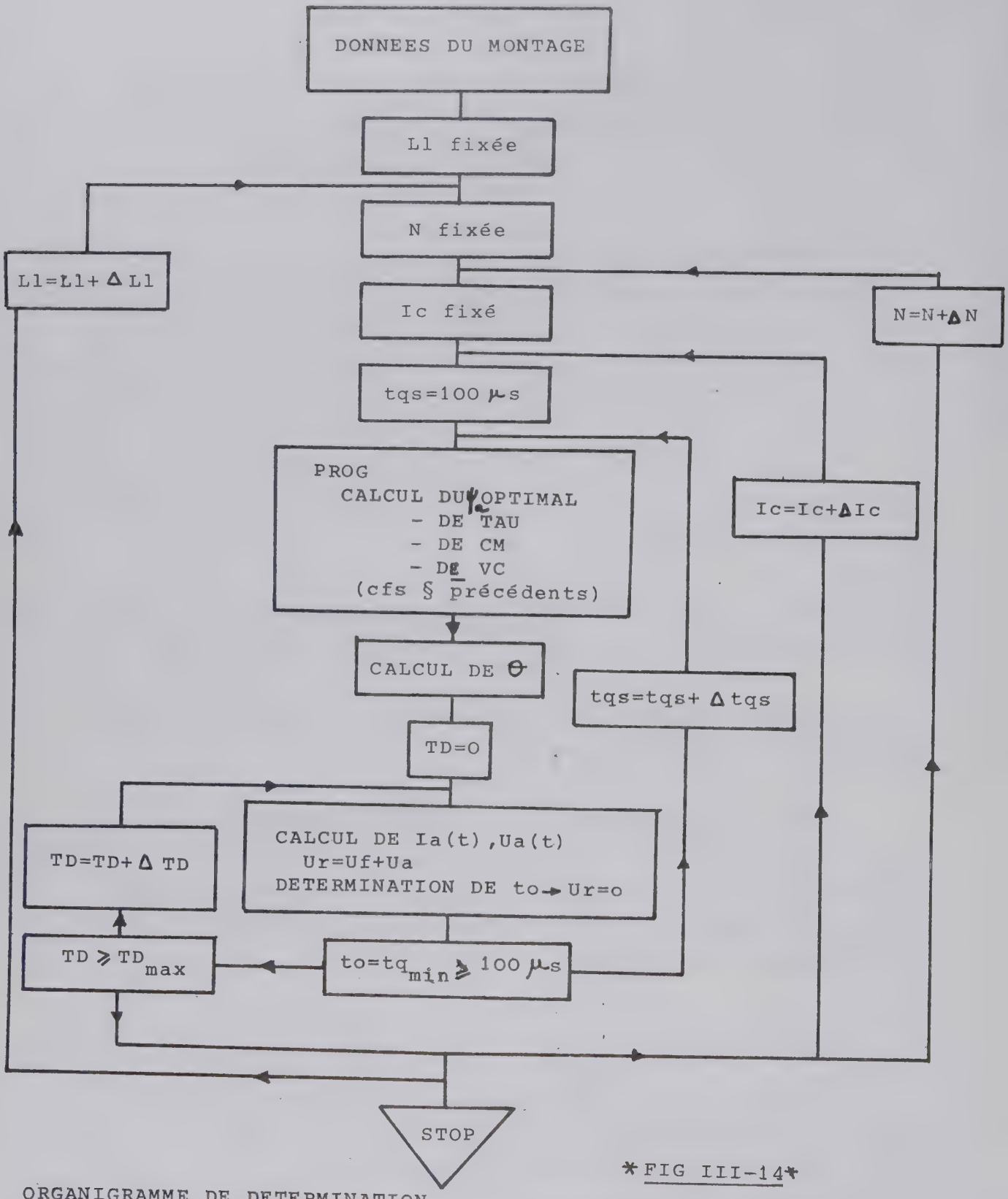


FIG III-14

ORGANIGRAMME DE DETERMINATION DE LA COMMANDE OPTIMALE AVEC LA SOURCE REELLE

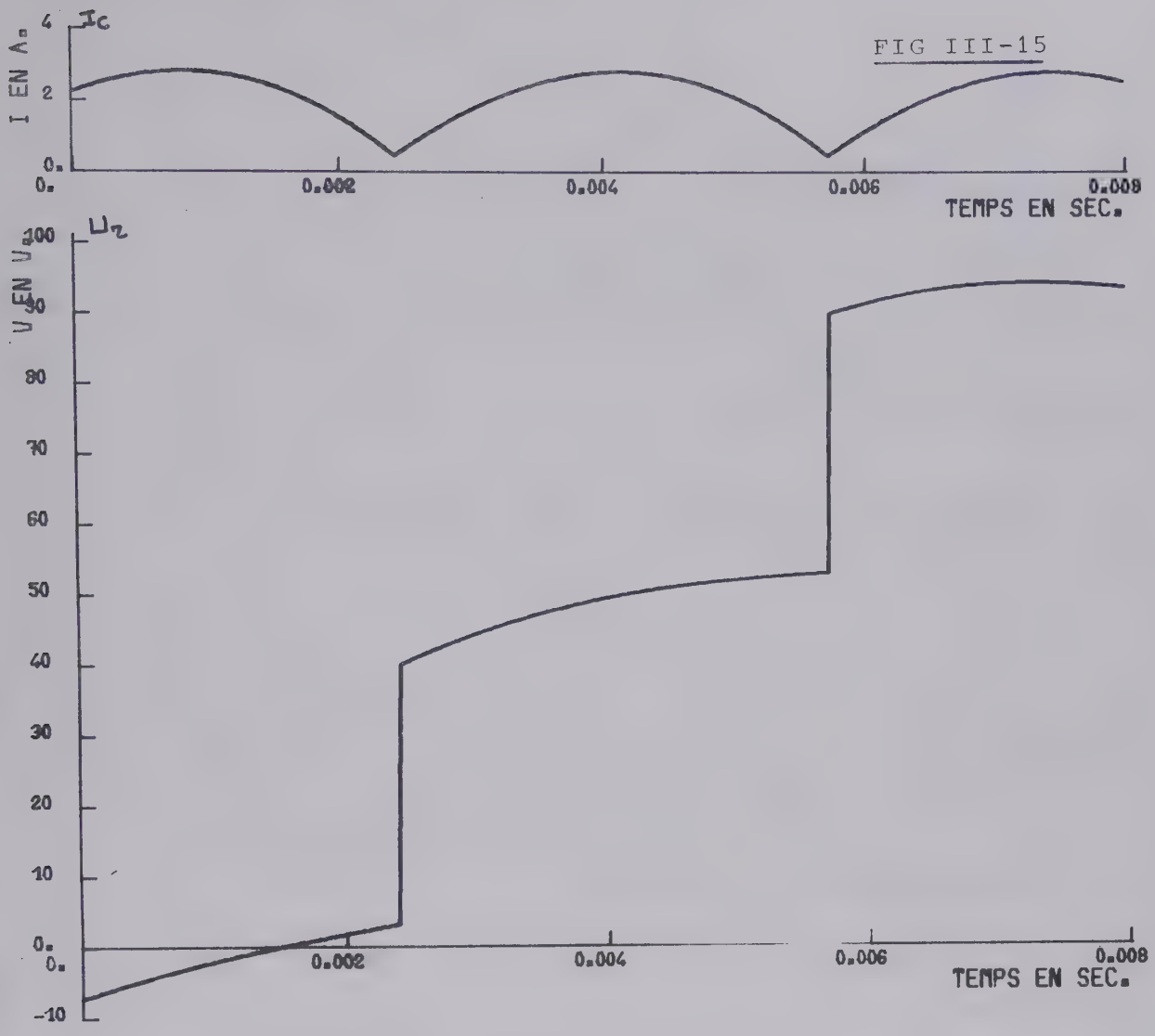


FIG III-15

La comparaison de la simulation analogique globale Figure (III-16) et les phénomènes réels (Figure III-17) montrent que le seul phénomène ignoré par le programme concerne les transitoires dus aux circuits de protection des thyristors. Les pointes de tension apparaissant nettement sur les Figures augmentent encore les possibilités de difficulté de commutation.

Les caractéristiques de la Figure (III-18) montrent que la loi $\psi_a(I_c, N)$ déterminée par le calcul (courbe ---- tq_s (N)) aussi bien que la loi déterminée expérimentalement (tq_{max} (N) et tq_{min}(N) courbe —) sont telles qu'il n'est pas possible de fonctionner avec un temps d'application de tension inverse moyen tq_s constant et égal à 100 µs sur tout le domaine de vitesse.

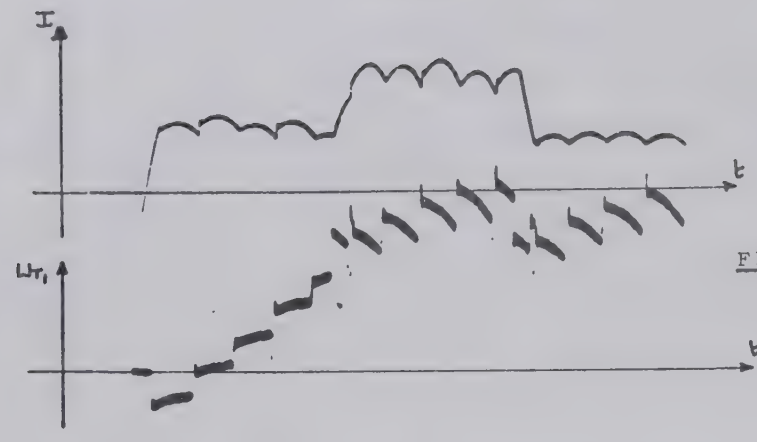


FIG III-16

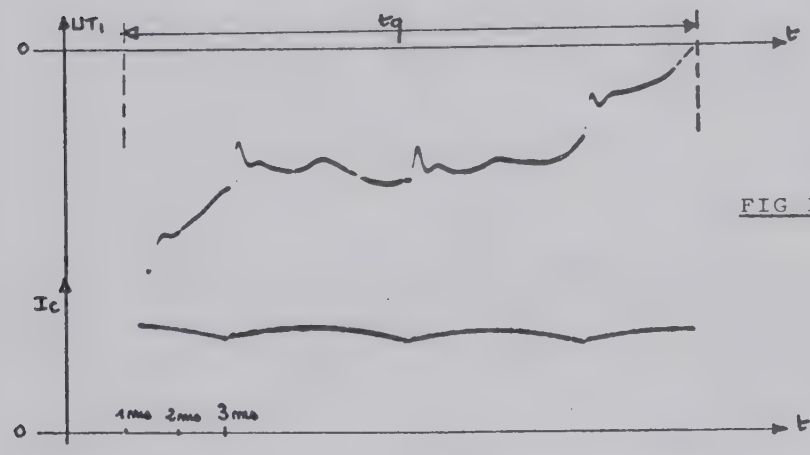


FIG III-17

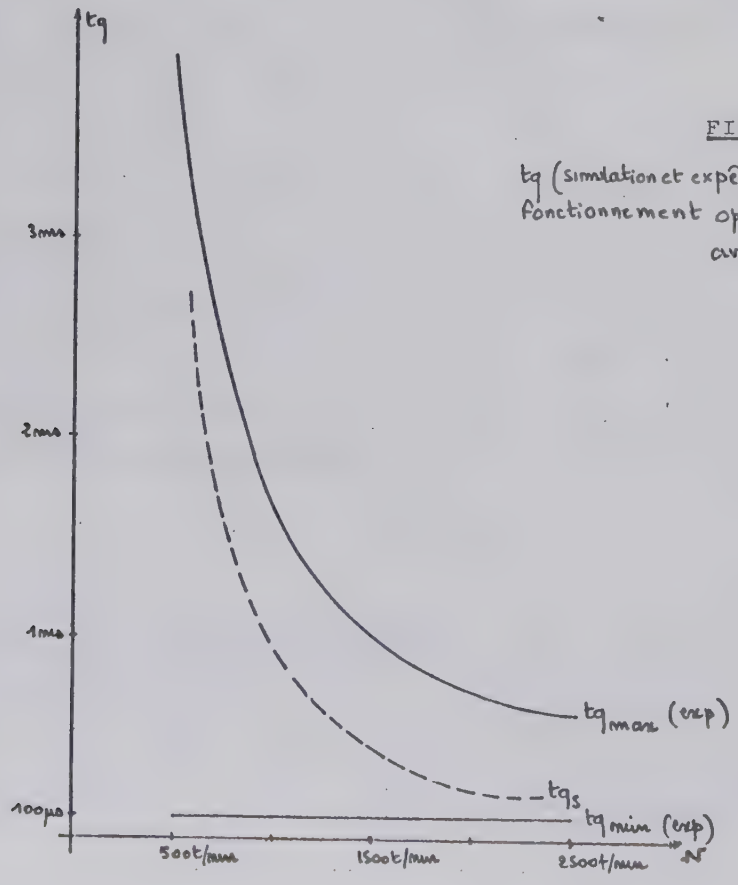


FIG III-18

tq (simulation et expérience) pour un fonctionnement optimal

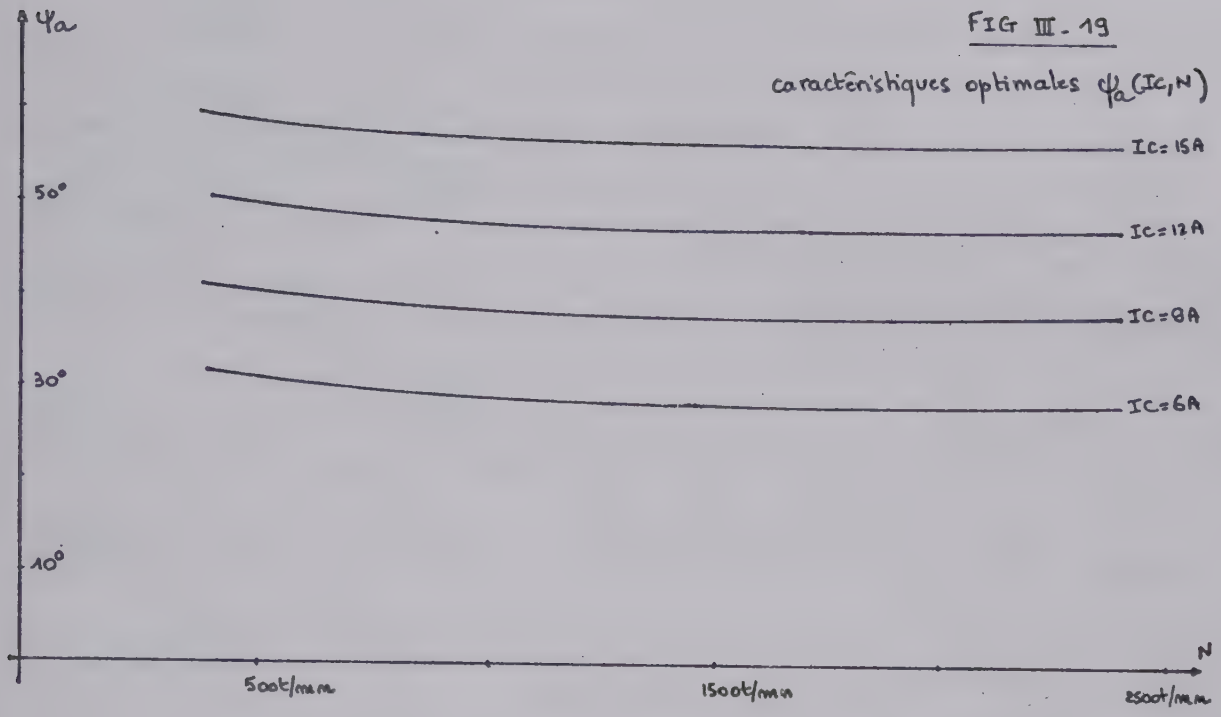
avec $j = 22A$

$L1 = 38mH$

$Ic = 15A$

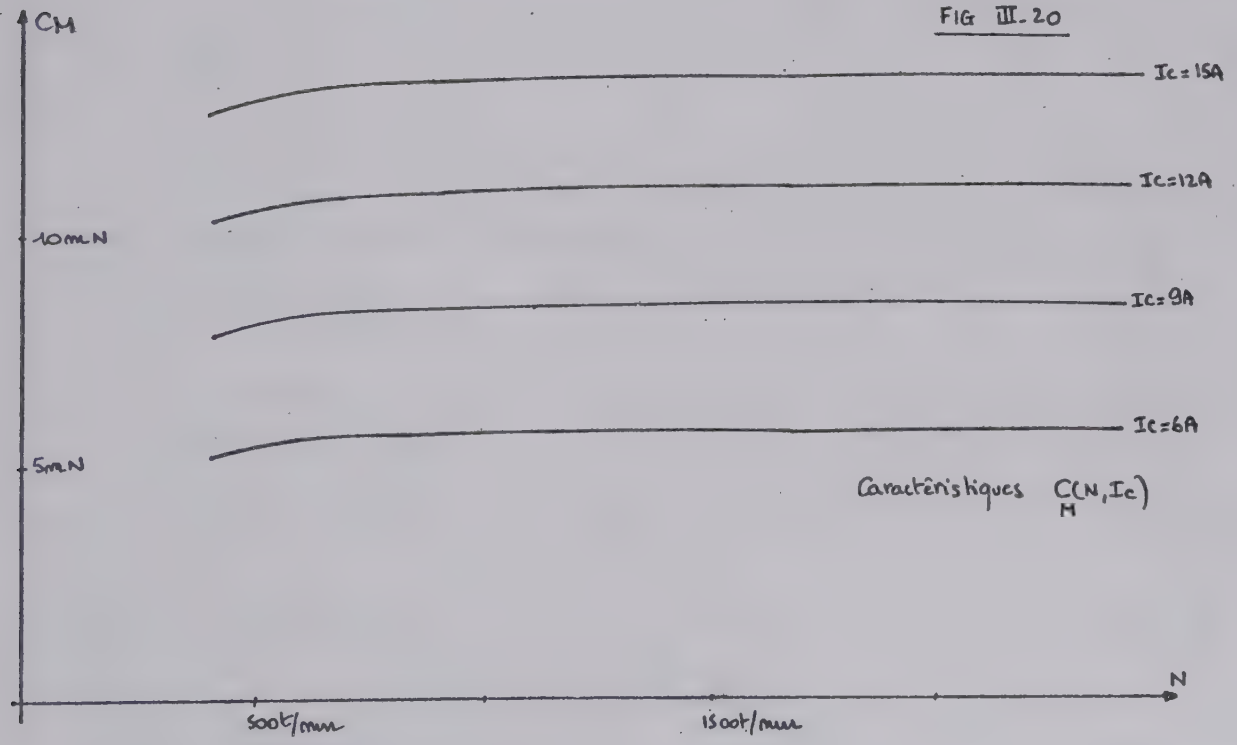
FIG III.19

caractéristiques optimales $\psi_a(I_c, N)$



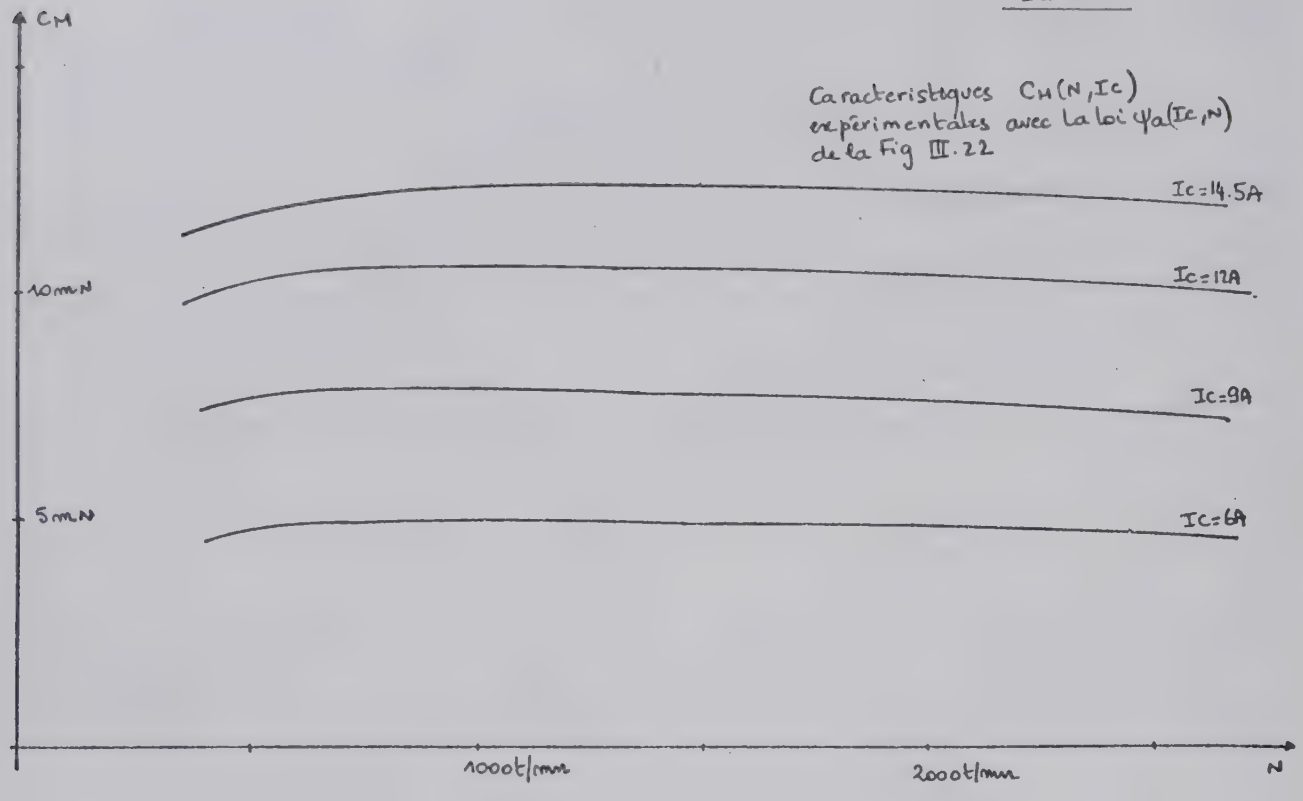
Resultats de simulation { excitation j=23A ; inductance L1=38mH

FIG III.20



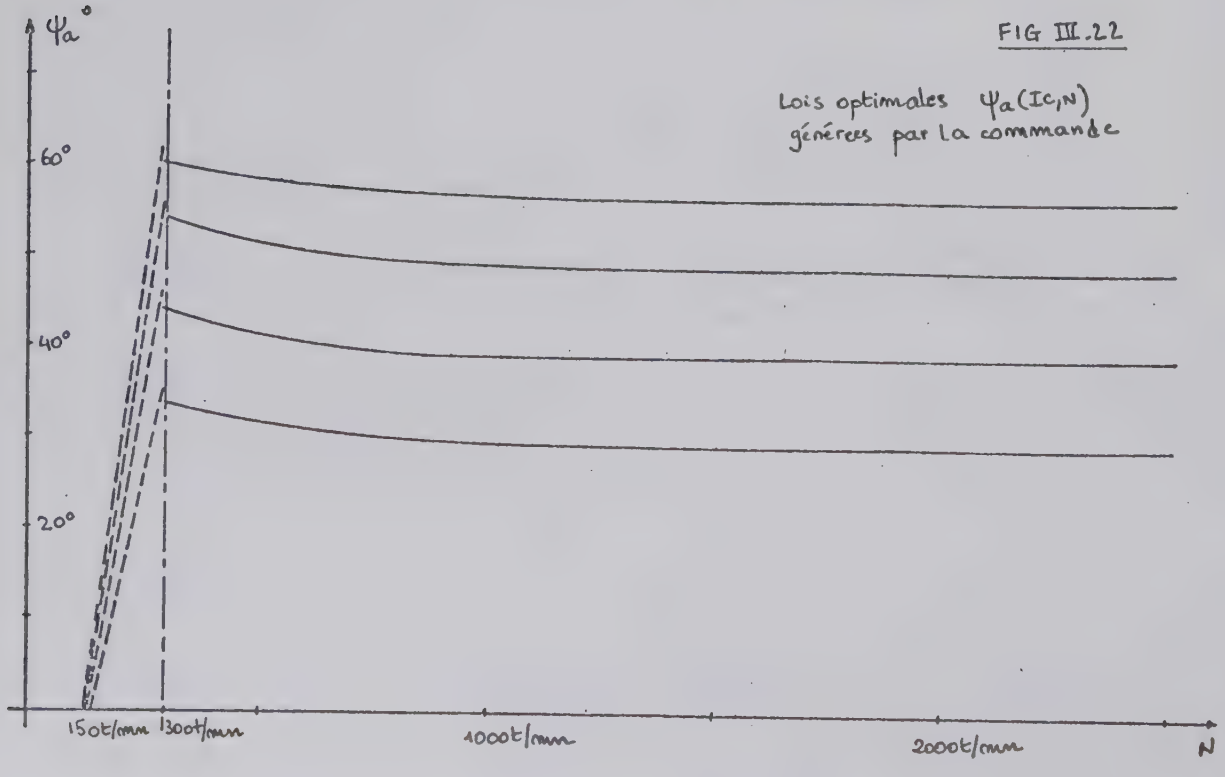
Caractéristiques $C_M(N, I_c)$

FIG III.21



caractéristiques expérimentales { j = 23A, Lf = 38mH

FIG III.22



La loi ψ_a(Ic, N) déterminée par simulation de la Figure (III-19) met bien en évidence que le calage ψ_a pour un courant Ic fixé dépend à présent de la vitesse. Il faut en effet compenser l'ondulation du tq en augmentant ψ_a dans le domaine des basses vitesses afin d'assurer la faisabilité de la commutation dans tous les cas de fonctionnement du redresseur I.

Ces lois optimales ψ_a(Ic, N) ont pour conséquence une diminution du couple C_M dans le domaine des basses vitesses. cfs Figure (III-20). Ainsi les caractéristiques de cette figure montrent que pour une vitesse de 450 T/mn la chute de couple par rapport à une vitesse de 2 500 T/mn est d'après la simulation de l'ordre de 8 % pour différentes valeurs de Ic. Cette simulation a été réalisée avec une inductance de lissage Ll = 38 mH peu élevée par rapport à l'inductance de fuite totale de la machine σl_s = 12,4mH.

Dans les mêmes conditions les mesures réalisées sur le montage expérimental avec une loi ψ_a(Ic, N) (cfs Figure III-22) optimale et représentées sur la Figure (III-20) font apparaître une chute de couple un peu moins importante ; de l'ordre de 7 % entre les basses vitesses (400 T/mn) et les vitesses élevées (2 500 T/mn).

Sur la Figure (III-18) sont notés les résultats concernant le temps d'application de tension inverse aux bornes des thyristors : Pour chaque point de fonctionnement, le tq minimum et le tq maximum ont été relevés expérimentalement et sont comparés à tq_s.

Les écarts observés entre calcul et expérience sont imputables aux hypothèses retenues et aux difficultés de caractérisation de la machine et de mesure du temps tq. Il faut également remarquer que le couple calculé est le couple électromagnétique (relation III-1-4) et que le couple mesuré est le couple utile sur l'arbre : l'allure décroissante des courbes expérimentales peut alors s'expliquer par l'influence des pertes magnétiques qui ne sont pas prises en compte dans le calcul.

Néanmoins, tous ces résultats concordent et témoignent d'une analyse satisfaisante des phénomènes. En particulier, ils mettent en évidence la nécessité de contrôle du calage ψ_a en fonction non seulement

du courant Ic (à cause de l'influence de la réaction d'induit), mais encore de la vitesse(pour assurer la faisabilité de la commutation dans le domaine des basses vitesses). D'autre part, il apparaît qu'il n'est pas possible dans le cas d'une loi de commande optimale de maintenir un couple constant à courant d'alimentation et courant inducteur fixé sur tout le domaine de vitesse (avec la machine et l'inductance de lissage considérées ici).

5 - Dimensionnement de l'inductance de lissage :

L'ondulation de tq dépend de la valeur de l'inductance de lissage Ll placée dans le circuit intermédiaire à courant continu. Lorsque la valeur de Ll augmente, l'ondulation de courant diminue ainsi que l'ondulation de la tension aux bornes de la machine.

Le calcul approché suivant fait apparaître plus clairement que la simulation précédente le rapport entre le dimensionnement de Ll et la valeur des inductances de la machine :

Si $v_a(t)$ représente les harmoniques de la tension $v(t)$ (cfs Figure (III-11)) fournie par le redresseur, on peut écrire :

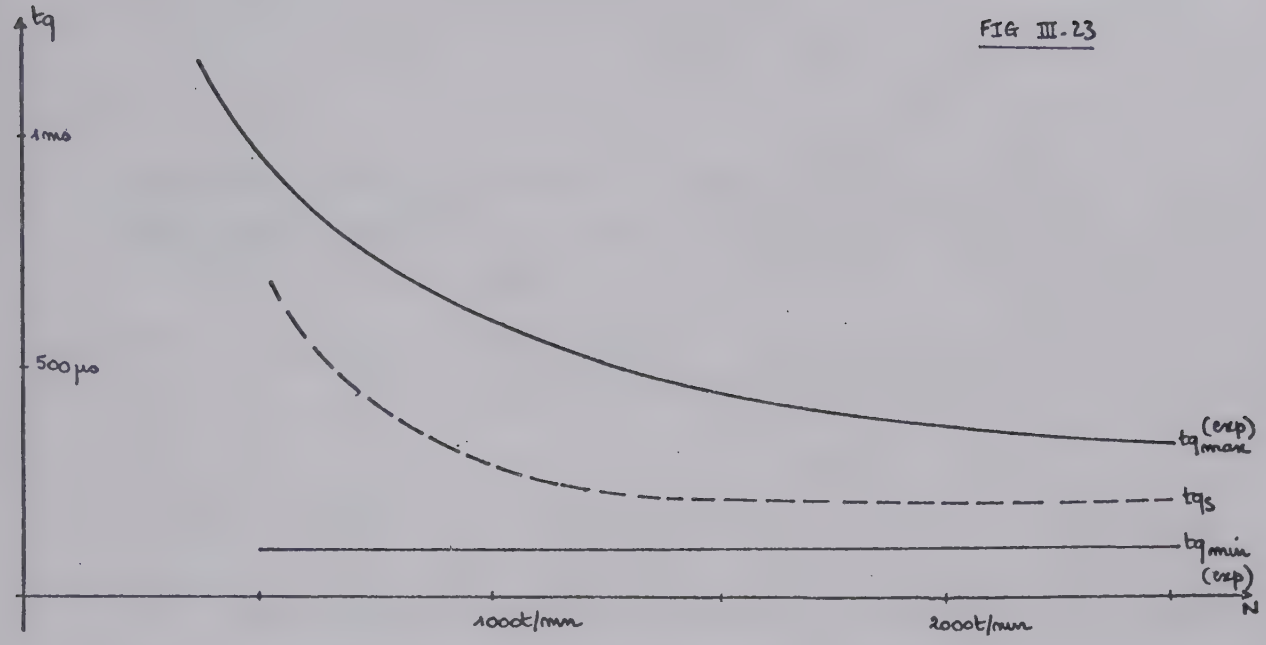
$$v_a(t) = \left(\frac{2}{3}\sigma L_s + Ll\right)\frac{di_a}{dt} \quad \text{en negligeant } R \quad \left(\frac{L_s + \frac{2}{3}\sigma L_s}{R} \# 200ms\right)$$

L'ondulation de tension aux bornes de la machine s'écrit :

$$U_a(t) = \frac{1}{3}\sigma L_s \frac{di_a(t)}{dt} \qquad \text{soit} \qquad \boxed{U_a(t) = \frac{\sigma L_s}{2\sigma L_s + 3Ll} v_a(t)} \qquad (III\text{-}3\text{-}5)$$

L'ondulation de tension $U_a(t)$ est donc déterminée par le rapport des valeurs de l'inductance de fuite de la machine et de l'inductance de lissage.

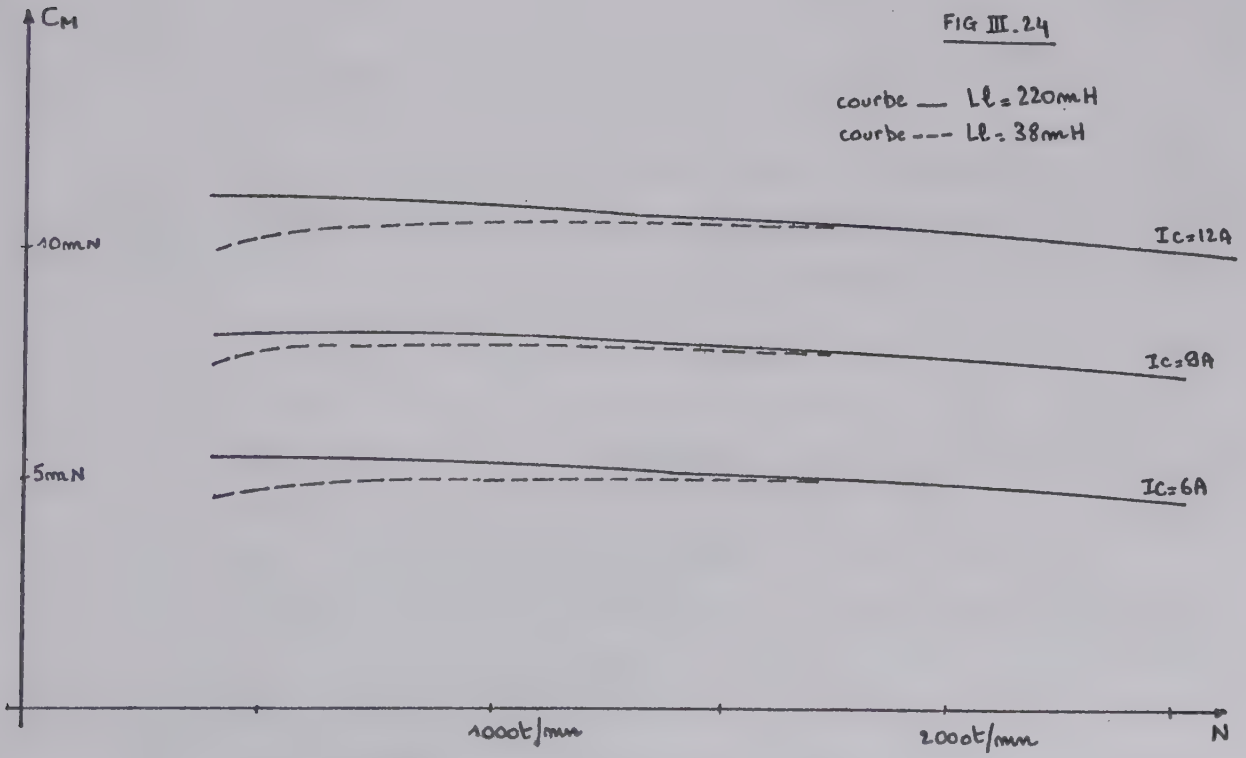
FIG III.23



Caractéristiques optimales avec { j = 23A ; Ll = 220mH

FIG III.24

courbe ___ Ll = 220mH
courbe --- Ll = 38mH



Dans le cas de la machine utilisée $\sigma L_s = 12.4 mH$. Les caractéristiques des Figure (III-18) , (III-20) , (III-21) s'appliquent à une valeur de L1 : L1 = 38 mH. Elles font apparaître dans le domaine des basses vitesses une chute de couple de l'ordre de 7 % par rapport aux vitesses élevées.

Nous avons effectué les mêmes calculs et les mêmes expériences avec une valeur de L1 telle que L1 = 220 mH. Les résultats sont donnés sur les Figures (III-23) , (III-24). On remarque la loi ψ_a (Ic, N) optimale est telle que le temps d'application de tension inverse augmente moins pour les basses vitesses qu'avec L1 = 38 mH.

La figure (III-24) représente les nouvelles caractéristiques couple-vitesse à Ic = cte qui sont à comparer à celles de la Figure (III-21) qui correspondent à L1 = 38 mH et qui sont reportées en --- sur la même figure . Nous voyons que les caractéristiques qui se confondent pour des vitesses supérieures à 1500 T/mn divergent en dessous La chute de couple n'existe plus pour les vitesses inférieures. Du moins l'imprécision de la mesure du couple ne permet plus de la mettre en évidence · Ainsi pour un rapport $\sigma L_s/L1 = 1/3$ la chute de couple dans les basses vitesses atteint 7 % tandis que pour un rapport de $1/6$ cette chute de couple ne peut plus être appréciée expérimentalement. Le rapport entre la chute de couple et le rapport $\sigma L_s/L1$ peut donc éventuellement constituer un critère de dimensionnement de l'inductance de lissage L1 en liaison avec les contraintes de réalisation de cette inductance (poids et dimensions).

IV - PERFORMANCES DU MONTAGE EXPERIMENTAL :

Les études développées dans les paragraphes précédents, la commande décrite au Chapitre II ont permis de réaliser un montage fonctionnant dans des conditions satisfaisantes.

Compte tenu des difficultés de caractérisation de la machine, les lois de commande optimales appliquées au montage résultent d'un compromis entre celles obtenues par la simulation et celles obtenues par l'expérience. Les lois appliquées sont celles de la Figure (III-22).

Nous pouvons remarquer l'allure des courbes ψ_a(Ic, N) pour les vitesses inférieures à 300 T/mn (limite de fonctionnement du dispositif auxiliaire de démarrage). Ces lois ont été élaborées à partir de l'étude du paragraphe E-V (Chapitre II). Elles sont telles que ψ_a = 0 du démarrage jusqu'à N = 150 T/mn. Ensuite ψ_a croît de manière à atteindre la valeur optimale au-delà de 300 T/mn . En effet, jusqu'à l'abandon du dispositif auxiliaire, la valeur de ψ_a n'est pas imposée rigoureusement du fait des déséquilibres introduits dans l'alimentation par l'emploi de ce dispositif.

L'inductance Ll adoptée a une valeur de 38 mH. Elle amène des chutes de couple de l'ordre de 7 % dans le domaine des basses vitesses (Figure III-21). Ceci pourrait éventuellement être compensé facilement par une augmentation du courant d'excitation.

Nous avons choisi volontairement de générer les lois de commande déduites de l'analyse du fonctionnement en régime permanent. Dès lors, il était intéressant d'observer le comportement en régime transitoire de cet ensemble soumis à ces lois pour cerner le domaine de validité de ce type de commande.

Les régimes transitoires considérés sont les suivants :

a) - Régime transitoire à partir d'un régime établi par une variation du courant d'alimentation Ic sous forme d'une rampe croissante $dIc/dt = 72 A.s^{-1}$. La photo (III-25) représente l'allure des variations du courant continu réel Ic délivré par le redresseur d'alimentation, et de la vitesse N de la machine. Cette rampe a été appliquée à l'entrée de l'ensemble convertisseur-machine fonctionnant à un régime établi correspondant à Ic = 9A et N = 700 T/mn. Nous voyons que la montée en vitesse s'effectue sans perte du pouvoir de commutation, jusqu'à un nouveau régime permanent correspondant à Ic = 14 A et N = 1 200 T/mn ; le seul phénomène transitoire apparent consiste en un dépassement de courant de l'ordre de 30 % (donc compatible avec le réglage des performances de la régulation (cfs Chapitre II, paragraphe A - II).

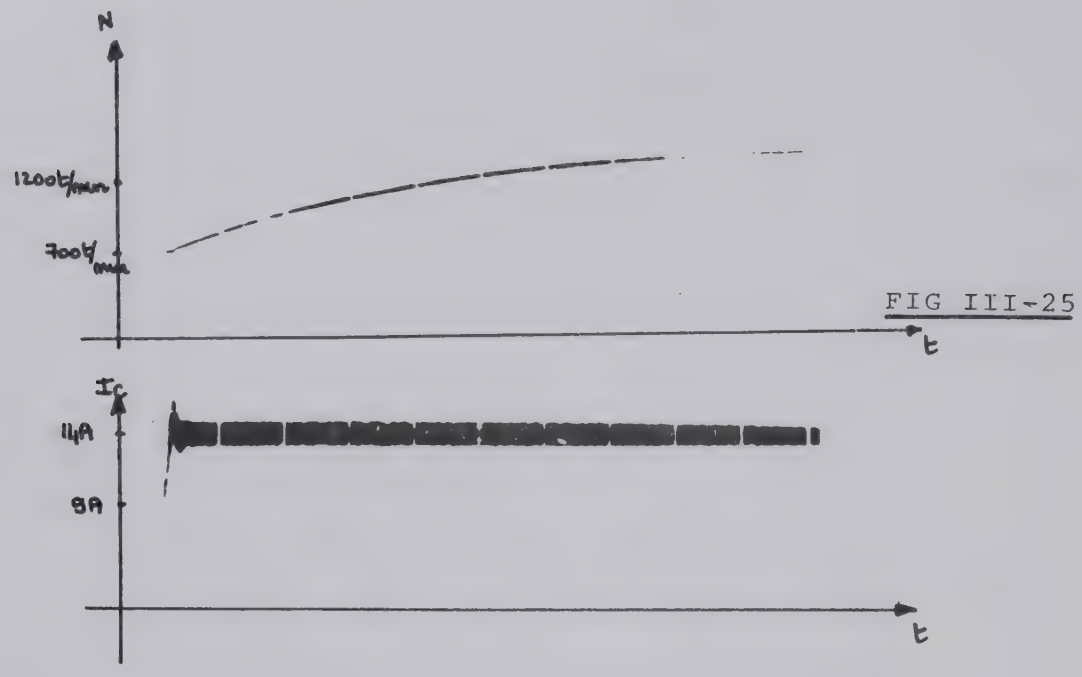


FIG III-25

b) -Le passage en génératrice-frein à partir d'un régime établi en moteur (Photo III-26).

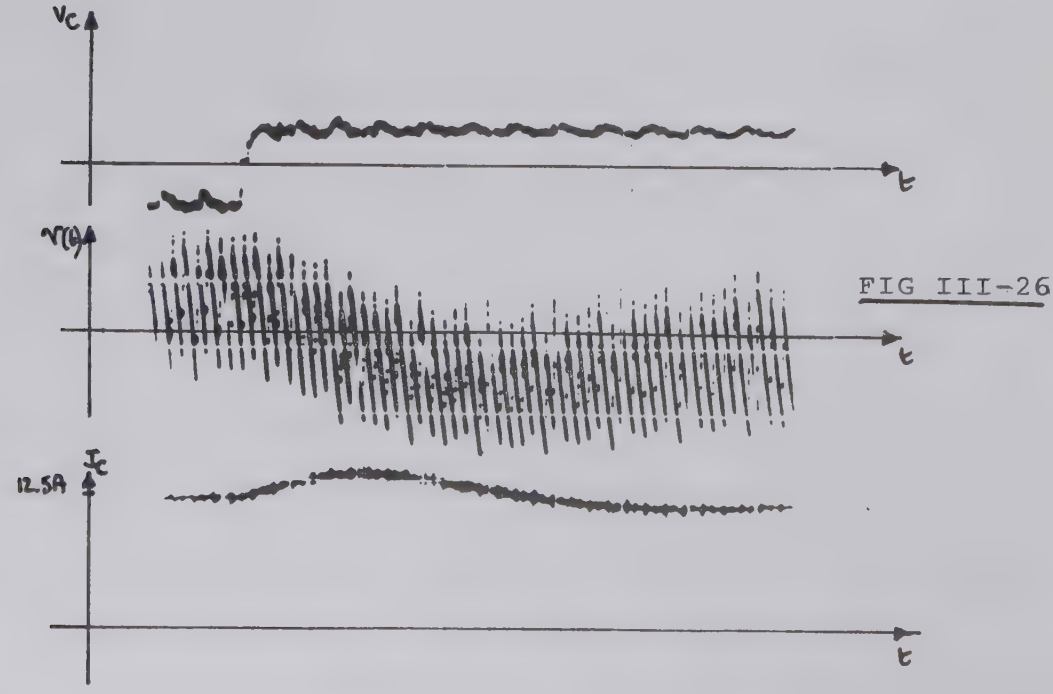


FIG III-26

Nous voyons sur la photo précédente, les variations de la tension de sortie du redresseur d'alimentation $\sqrt{(t)}$, et de la tension d'entrée du commutateur au cours d'un passage en génératrice-frein à partir d'un régime établi tel que Ic = 12,5 A et N = 1 100 T/mn.

A l'instant du passage en génératrice, l'angle de commande du convertisseur II devient égal à π . La tension d'entrée de ce convertisseur s'inverse donc (passage en redresseur) instantanément. Le redresseur I passe alors en fonctionnement onduleur pour restituer l'énergie de freinage au réseau. Nous voyons que ce passage ne s'effectue pas véritablement à courant constant et que le courant d'alimentation subit un dépassement de l'ordre de 20 %. Le passage du redresseur I au fonctionnement onduleur s'effectue suivant la dynamique de la régulation de courant.

c) - Inversion du sens de marche : une inversion du sens de rotation de N =-1 100 T/mn à N = + 1 100 T/m, avec un courant Ic constant égal à 12 A est illustré par la photo (III-27).

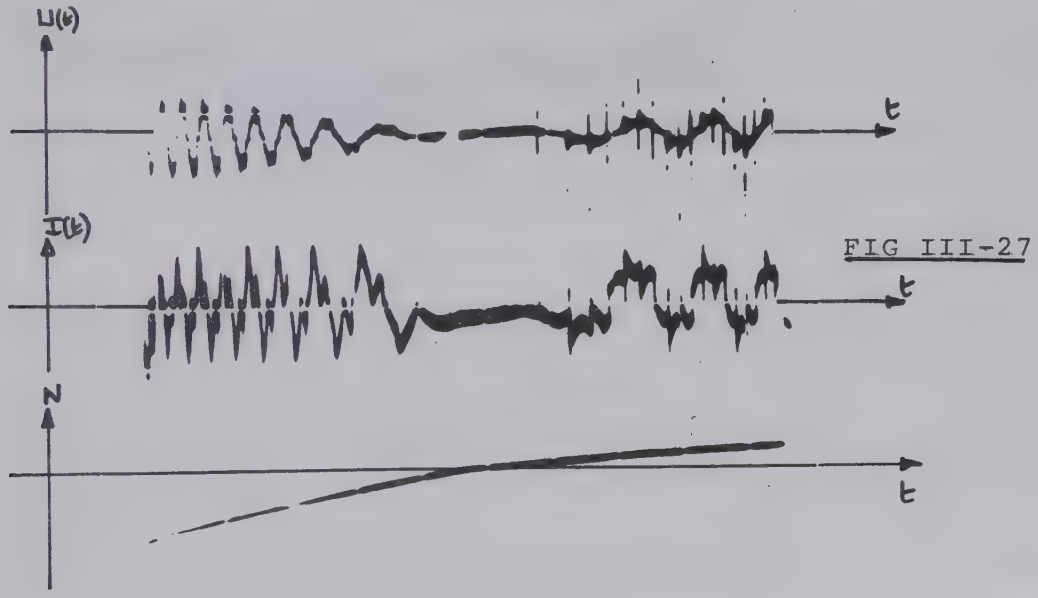


FIG III-27

Nous voyons l'allure de la tension entre phases U et du courant I dans une phase de la machine, ainsi que la variation de la vitesse.

On distingue clairement le fonctionnement en génératrice-frein avec un arrêt rapide.

Au cours de l'arrêt, la tension U s'annule. Puis le démarrage en sens inverse s'effectue avec l'aide du dispositif auxiliaire dont l'action est mise en évidence par les annulations du courant à chaque commutation. On voit ici à nouveau que mis à part le dépassement du courant à l'instant du passage en génératrice, l'inversion du sens de rotation s'effectue sans phénomènes transitoires dangereux avec la commande réalisée.

d) - Démarrage avec un échelon de courant Ic égal à 13.5 A (Photo III-28) :

FIG III-28

Nous voyons l'allure de la vitesse et du courant réel Ic. Après un premier dépassement correspondant à l'établissement du courant dans le circuit, nous observons une succession de phénomènes transitoires correspondant au fonctionnement du dispositif auxiliaire. A l'abandon de ce dispositif, nous observons un nouveau transitoire sur le courant Ic qui se traduit par un échelon de couple mis en évidence par la discontinuité au niveau de la vitesse.

Ces différents régimes transitoires nécessitent sans doute une étude plus complète. Néanmoins, ils mettent en évidence le fait que les lois du régime permanent ne sont pas à priori incompatibles avec les

phénomènes transitoires classiques dans la mesure où ils n'entraînent pas de variations dangereuses des grandeurs électriques. L'étude expérimentale de ces régimes transitoires montre par ailleurs l'importance des performances et de la conception de la régulation de courant. En particulier une étude automatique plus complète devrait être menée au niveau du comportement de cette régulation au cours de la séquence de démarrage.

CONCLUSION :

L'étude développée dans ce chapitre fait apparaître qu'il n'est pas possible d'expliciter analytiquement les lois de commande de ψ_a en régime permanent.Les résultats des différentes simulations montrent qu'un fonctionnement à temps tq minimum constitue bien le fonctionnement optimal permettant d'obtenir un couple maximum et sensiblement constant pour un courant donné.

Néanmoins, l'influence de phénomènes tels que l'ondulation résiduelle de la source de courant devient prépondérante dans le domaine des basses vitesses et ne permet plus de maintenir un couple constant pour un courant donné. Ce phénomène peut être en partie compensé par un dimensionnement approprié de l'inductance de lissage L1 ou éventuellement par un réglage de l'excitation.

Enfin, les lois de commande ψ_a (Ic, N) déterminées font apparaître la nécessité d'utilisation d'un dispositif déphaseur permettant de contrôler le calage sur tout le domaine de fonctionnement. En outre les performances obtenues expérimentalement montrent que le choix des lois de commande issues de l'analyse du fonctionnement en régime permanent est fondé dans la mesure où elles conduisent à un comportement relativement satisfaisant de l'ensemble convertisseur-machine au cours de régimes transitoires (pas d'introduction de défauts de commutation).

- C O N C L U S I O N G E N E R A L E -

Afin d'apporter une conclusion au travail décrit dans ce mémoire, nous présentons ici les résultats qui on été obtenus et les développements qui pourraient y être donnés.

L'emploi d'une machine synchrone autopilotée alimentée en courant présente l'avantage appréciable d'une possibilité de fonctionnement en commutation naturelle qui implique une simplification importante dans la conception des convertisseurs utilisés.

Néanmoins, elle nécessite deux particularités dans la conception de la commande :

- un dispositif auxiliaire de démarrage,
- un déphasage avant du courant par rapport à la tension de manière à assurer la faisabilité de la commutation pour tout point de fonctionnement.

Notre étude a montré qu'il était possible d'obtenir un fonctionnement avec un couple maximum compte tenu des contraintes de commutation en contrôlant l'angle de calage ψ_a de manière appropriée. Les lois de commande déterminées apparaissent comme des lois $\psi_a(Ic, N)$ c'est-à-dire dépendant à la fois du courant d'alimentation et de la vitesse de la machine.

Nous avons vu en effet, que la commande optimale consiste à fonctionner avec un temps d'application de tension inverse aux bornes des thyristors du commutateur minimum ; or la commande de ψ_a est une commande réalisant un déphasage angulaire. Ce déphasage angulaire doit donc être lié à la vitesse N de manière à imposer un tq donné.

La prise en compte de phénomènes secondaires tels que l'influence de l'ondulation résiduelle du courant d'alimentation a d'autre part montré que ce phénomène constituait le phénomène prépondérant dans le

domaine des basses vitesses. Ainsi l'influence des résistances rotoriques aux basses vitesses (impliquant un flux non constant) est mineure par rapport à l'ondulation de tension introduite par les commutations du redresseur d'alimentation. Cette contrainte dans le domaine des vitesses peu élevées se traduit par une chute de couple due à l'augmentation de l'angle de calage nécessaire pour assurer les commutations. Cette contrainte doit être prise en compte lors du dimensionnement de l'inductance de lissage Ll en recherchant un compromis entre sa valeur et son poids (Prix de revient).

Dans le cas où l'excitation peut être contrôlée, ce problème devient moins important car, le fonctionnement étant démagnétisant, il est possible de surexciter la machine sans augmenter les pertes de manière prohibitive.

Les résultats obtenus avec le dispositif expérimental montrent des caractéristiques C(N) à Ic = constante compatibles avec la réalisation d'une régulation de vitesse performante. L'étude expérimentale laisse présager que les lois du régime permanent sont compatibles avec la plupart des régimes transitoires.

Rappelons enfin que des résultats bien meilleurs pourraient être obtenus avec une machine mieux adaptée à la commutation naturelle (faible inductance de commutation).

L'utilisation d'un calculateur a permis d'une part la gestion des nombreuses séquences de fonctionnement de ce dispositif complexe, d'autre part la génération de lois de commande appropriées.

La réalisation numérique de la commande a montré les nombreuses possibilités et la grande souplesse d'utilisation de ce calculateur. La réalisation du montage fait appel à des caractéristiques peu contraignantes pour le choix du microcalculateur à utiliser. (faible place mémoire, peu d'opérations complexes) bien que l'optimisation au niveau du temps de calcul et de la capacité mémoire utilisée n'ait pas été menée de manière systématique, ce qui pourrait amener d'autres simplifications. Notre étude

montre aussi que la mission du calculateur doit surtout consister à gérer différents systèmes cablés spécialisés et qu'ainsi les programmes adoptés ne sont pas surchargés par des tâches inutiles facilement exécutables par des dispositifs cablés (déphaseur- logique de démarrage...).

Des tâches supplémentaires telles que la gestion d'une régulation de vitesse peuvent être facilement adjointes au programme de commande. La réalisation programmée du capteur de vitesse simplifierait un tel type de commande puisqu'elle supprimerait un convertisseur analogique-digital qui introduit un retard de calcul assez contraignant : 20 à 30 µs dans celui utilisé ici.

Enfin, il paraît souhaitable d'envisager le contrôle numérique du convertisseur d'alimentation de façon à réaliser une commande homogène de l'ensemble tenant compte à la fois des impératifs liés à la machine et de ceux liés à la régulation de courant (auto-adaptation de cette régulation par exemple, surtout au cours de la séquence de démarrage).

Si les capteurs de position continuent d'être utilisés, un choix tenant compte des remarques suivantes devrait permettre d'améliorer les performances bien que les très grandes vitesses semblent poser un problème à la technologie actuelle : en effet, tous les capteurs de position de type opto-électroniques restent tout de même limités par la bande passante des photo-transistors ou photo-diodes. La limite normale étant 20 KHz, certains capteurs, élaborés peuvent atteindre 40 KHz. Mais rappelons qu'une machine fonctionnant à 600 Hz avec une définition de 2° électriques imposerait une fréquence des signaux capteurs de 96 KHz. (De plus le nombre de pôles multiplie la fréquence pour une même définition de l'angle).

L'utilisation des machines à vitesse et fréquence élevées (machine à aimants par exemple) va évidemment imposer des contraintes au niveau du temps de calcul. Mais la marge de temps de calcul disponible mise en évidence ici laisse prévoir que les difficultés seront surmontables au niveau du calculateur.

- A N N E X E S -

I - CARACTERISTIQUES MACHINE UTILISEE

II - CALCULATEUR HYBRIDE EAI 500

III - CAPTEUR DE VITESSE ET DE POSITION

IV - PROGRAMME DE GENERATION DE FONCTION A DEUX VARIABLES

V - TECHNOLOGIE DES COMPOSANTS UTILISES

- A N N E X E 1 -

CARACTERISTIQUES DE LA MACHINE

Puissance 11 KW

Les essais classiques ont fourni les résultats suivants :

Potier

$\alpha = 1.74$

$\lambda = 0.015$ H

Courbe à vide (Figure A1)

Les diverses inductances ont été mesurées par la méthode de JONES (Figure A2)

Inductance de commutation : $L_c = 0.0124$ H

La réaction d'induit importante de cette machine s'explique par sa réalisation : celle-ci a été effectuée à partir d'une carcasse de machine asynchrone à rotor bobiné. Cette mauvaise adaptation de la machine à l'alimentation en courant en commutation naturelle peut expliquer les performances obtenues.

FIG A-1

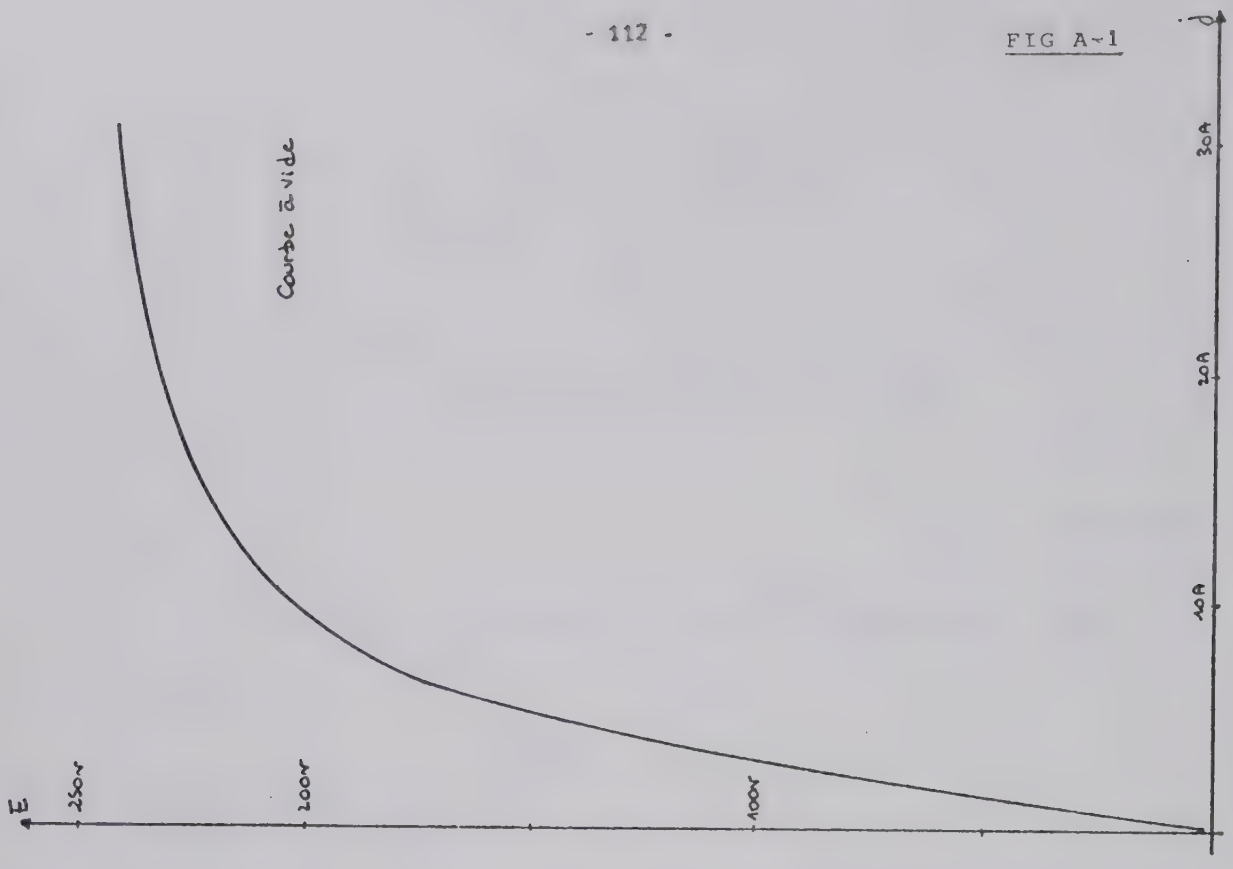
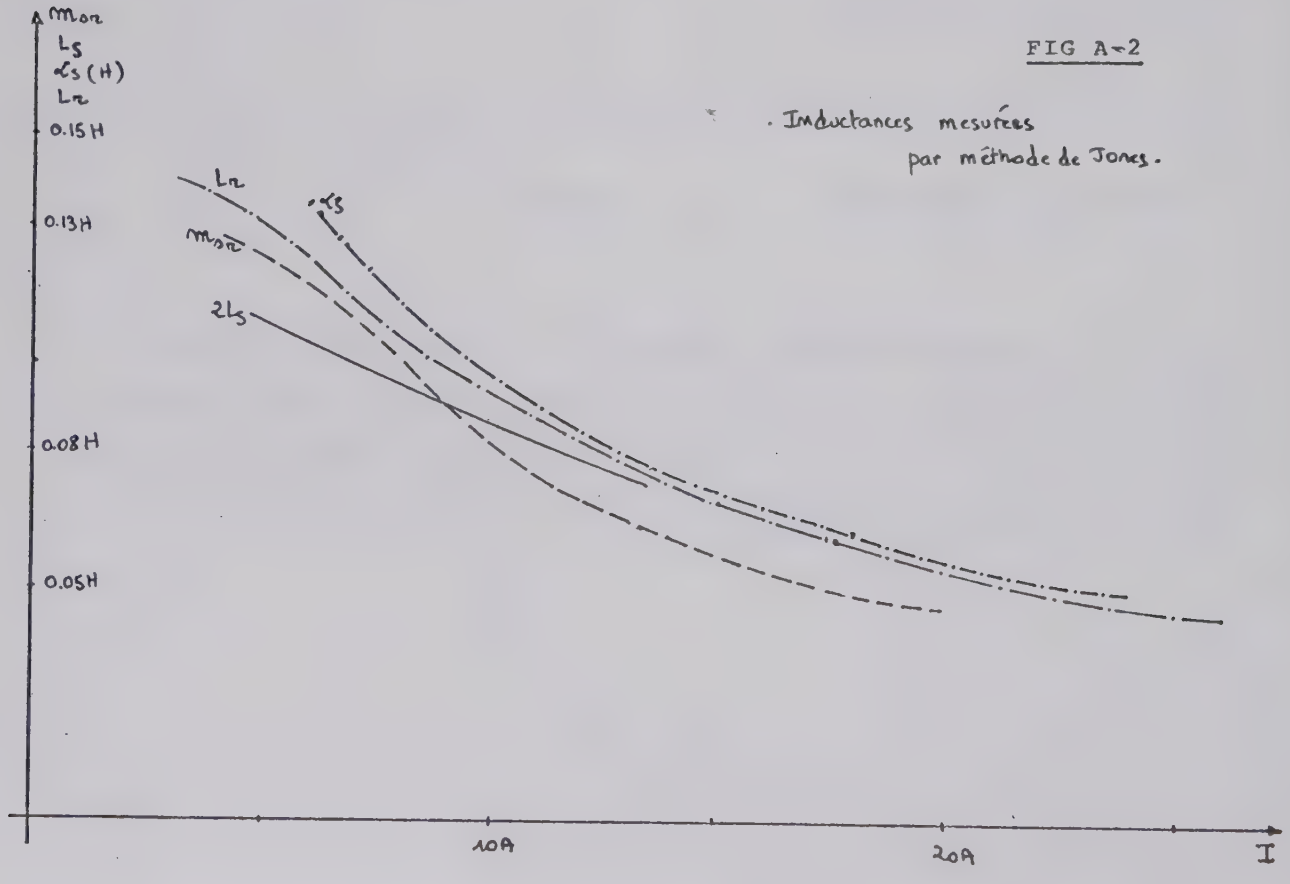


FIG A-2

. Inductances mesurées par méthode de Jones.



- A N N E X E 2 -

CALCULATEUR HYBRIDE EAI 500

Cet ensemble EAI 500 est spécialisé dans la simulation hybride. Il n'est pas à priori destiné à une commande de processus. Mais son utilisation dans ce sens s'est révélée très souple. Nous avons exposé ici les caractéristiques plus spécialement utiles à notre étude.

L'EAI 500 se compose d'un calculateur analogique EAI 581, d'un calculateur PACER 100 et d'une interface hybride reliant les deux parties analogiques et numériques [10-12]

Calculateur analogique EAI 581 :

Elle comporte une partie logique et une partie analogique :

- La partie analogique peut être dotée de 80 amplificateurs et 80 potentiomètres (dont 70 asservis). Elle comporte aussi de nombreux composants analogiques spécialisés : multiplieurs, diviseurs, limiteurs, track-store, etc...

- La partie logique comporte des portes AND, des différentiateurs, des compteurs à décade, des bascules RS groupées en registre de 4 etc...

Ces deux parties sont reliées par une interface logique-analogique.

La réalisation de diverses interfaces entre la calculateur et la commande du processus a été faite sur la calculatrice analogique et facilitée par la simplicité de cablage, la fiabilité des composants et l'inexistence de problèmes d'alimentation et d'adaptation d'impédance.

Mais tous ces blocs de commande (étages de filtrage, capteur de vitesse [12]) peuvent être réalisés facilement dans le cas d'un

montage industriel.

R : La calculatrice analogique fonctionne sous 10 V,
Les composants logiques, de technologie RTL et TTL fonctionnent sous 0.5 V

Calculateur numérique PACER 100 :

- Hardware : La capacité du Pacer 100 utilisé est de 16 K mots. Il utilise des mots et des instructions de 16 bits. Il possède 14 modes d'adressage et un mode d'adressage relatif à un registre de base.
Sept niveaux internes et 64 niveaux externes d'interruption.
Le cycle de base est de 1 µs .

- Software : Il se compose :

- d'un assembleur,
- d'un compilateur FORTRAN IV,
- d'un langage conversationnel HOI spécialisé (processus hybride),
- d'un éditeur de textes BTE,
- d'un générateur de liens,
- d'une bibliothèque mathématique RTL,
- de divers programmes utilitaires de mise au point et de diagnostics.

Les périphériques utilisés se composent d'un télétype, d'une unité de cassettes, d'un lecteur et d'un perforateur de ruban.

Interfaces hybrides :

- Interface de commande : Elle est utilisée pour le contrôle de tous les modes de la calculatrice analogique, l'affichage des potentiomètres, des constantes de temps des intégrateurs...

Elle a été utilisée pour la réalisation des séquences d'initialisation des commandes extérieures (séquence INIT du Programme de commande).

- Interface analogique : elle comporte des convertisseurs analogiques-digitaux ADC et digitaux-analogiques (DAM) (7 unités pour chacun).

Seuls deux ADC ont été utilisés. Le temps de lecture-conversion compté à partir de l'appel d'un ADC par programme est d'environ 30µs. C'est l'instruction la plus longue mise en jeu dans le programme utilisé.

- Interface logique : Elle est utilisée dans la lecture et la transmission d'informations logiques. On dispose de :

- Quatre lignes de lecture (SENSE LINE) lues en même temps par le PACER et disponibles dans l'accumulateur sous forme d'un mot. L'isolation d'un canal particulier se fait par opérations logiques sur ce mot.

- Quatre lignes de commande (CONTROL LINE) utilisées par le PACER pour afficher des informations logiques sous forme d'un contenu de l'accumulateur transmis sur ces sorties.

- Deux lignes d'interruption activées sur flanc montant d'un signal logique GPIO et GPI1 non utilisées ici mais disponibles dans le cas de programme d'intégration (régulation intégrale par exemple).

- Une horloge temps réel RTC (Real Time Counter) qui génère une interruption lorsque le comptage pré-affiché est terminé. Ce dispositif a été utilisé dans notre étude pour réaliser un déphaseur à logique série.

Le comptage peut être affiché en Hardware ou en Software. Dans notre cas, nous avons utilisé une programmation du comptage à chaque commutation du convertisseur. (le contenu du compteur définissant le déphasage).

Les temps de transfert pour ces interfaces sont de l'ordre de grandeur des instructions usuelles de l'assembleur utilisé (1 à 5µs).

- A N N E X E III -

CAPTEUR DE POSITION ET DE VITESSE

Capteur de position :

Le capteur incrémental utilisé en régime permanent possède une définition de 2° électriques pour la machine utilisé. La fréquence maximum d'utilisation est de 9 KHz (à vitesse nominale).

Le capteur de position dans son ensemble se compose des deux parties suivantes :

- une fixée au stator où sont logés les éléments détecteurs opto-électroniques au nombre de 4, de technologie intégrée, fournissant des signaux amplifiés et mis en forme. Cette pièce, en pouvant pivoter autour de l'axe de la machine permet l'affichage normal de l'angle d'amorçage.

- l'autre partie, solidaire du rotor, est constituée d'un disque transparent, comportant deux niveaux de lecture ; le premier niveau lu par trois détecteurs à 60° les uns des autres, sur la partie stator du capteur, et est composée d'une couronne dont un arc de cercle de 180° est opaque ; le deuxième niveau est lu par le quatrième détecteur et comprend 180 raies opaques qui représentent donc chacune 2p degrés électriques.

Capteur de vitesse :

Le fonctionnement est illustré par la photo (Figure A-III-1)

Une impulsion du capteur de position active un intégrateur de constante de temps τ . Celui-ci est activé jusqu'à l'impulsion suivante qui le réinitialise après avoir stocké le niveau atteint (utilisation du track-store) et déclenche un second dispositif identique au premier.

Les signaux obtenus à la sortie des deux track-store sont associés pour former une tension proportionnelle à la période de F_4 , qui par l'intermédiaire d'un diviseur est transformé en un signal proportionnel à la fréquence de F_4. (→ vitesse). Il ne reste qu'à étalonner le système.

Limitations :

On observe sur la Figure (A-III-1), l'incidence des imperfections de fabrication inévitables du capteur de position. Les irrégularités mécaniques conduisent à une tension présentant des discontinuités. La lecture de cette tension par le calculateur impose donc un filtrage préalable. Ceci augmente la constante de temps du dispositif. L'augmentation du nombre de fentes du capteur pourrait améliorer la réponse en transitoire (filtrage moins intensif). Enfin, le principe même du capteur conduit à une précision médiocre en basse vitesse. Remarquons que cette difficulté á été détournée dans le montage en éliminant le problème de détection de la vitesse nulle. (Inversion en basse vitesse réalisée avec les capteurs F_1 F_2 F_3).

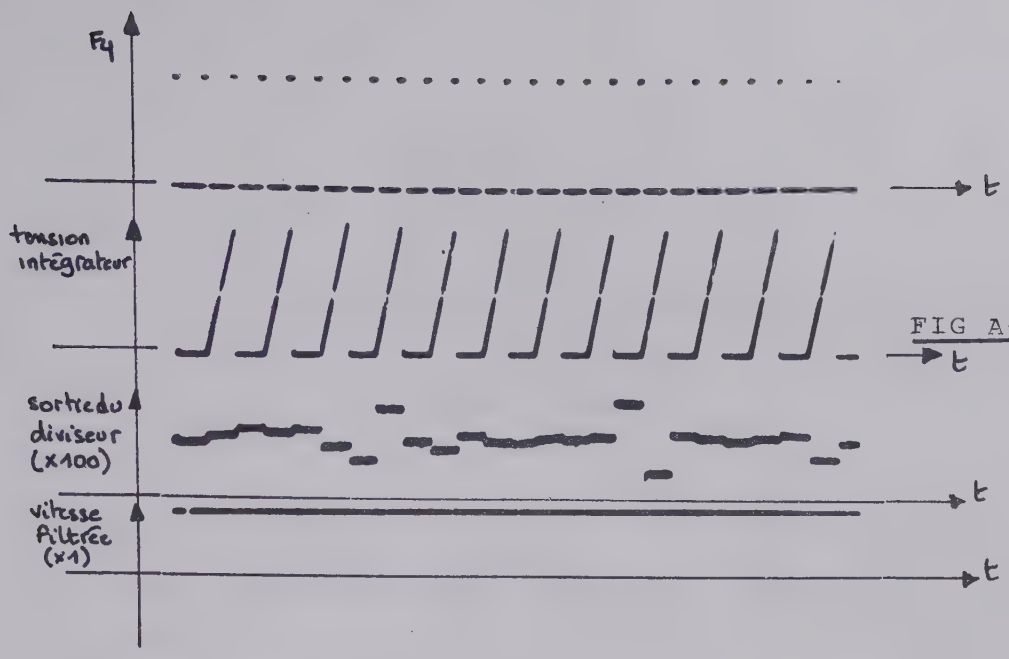

Fy
t
tension intégrateur
t
sortie du diviseur (x100)
t
vitesse filtrée (x1)
t

FIG A-III-1

- A N N E X E IV -

PROGRAMME ASSEMBLEUR DE GENERATION DE FONCTION

A DEUX VARIABLES

Cette procédure permet de déterminer, à partir de deux arguments Ic et N fournis par le programme utilisateur la valeur d'une fonction PSI = $\int$ (Ic, N) par interpolation entre les valeurs d'un tableau préalablement introduit en mémoire.

Ces programmes se déroulent en deux étapes : [11]

1 - Normalisation des arguments,
2 - Génération de la fonction.

1 - Les programmes de normalisation des arguments : convertissent une valeur de l'argument fournie par le programme utilisateur en un nombre d'intervalles et une constante d'interpolation qui constituent les entrées normalisées du programme de génération de fonction.

NB : Il en existe de deux sortes :

- des programmes de normalisation d'argument parmi des points régulièrement espacés (CBNS) temps d'exécution : 145 µs - Capacité mémoire utilisée 71 cellules,

- des programmes de normalisation parmi des données à espacement variable, temps d'exécution : (170 + 17 N) µs - Capacité mémoire utilisée : 93 cellules
N : nombre d'intervalles

La quasi-linéarité des lois PSI = g (Ic) à N et PS1 = h (N) à Ic fixé nous a permis d'utiliser le premier type de programme de normalisation qui est le plus rapide à exécuter.

NB : Il existe dans ces programmes un test de dépassement de l'argument qui permet de mettre au point des procédures de sécurité pour le montage.

2 - Les programmes de génération de fonction utilisent les arguments préalablement normalisés pour sélectionner les valeurs adéquates de la fonction parmi les valeurs stockées en mémoire sous forme de tableau. Les valeurs intermédiaires sont déterminées par interpolation linéaire. Temps d'exécution 225 µs - Capacité mémoire utilisée : 71 cellules.

L'organigramme suivant illustre le programme général de génération d'une fonction PSI (Ic, N) avec les caractéristiques suivantes :

Tableau des données :

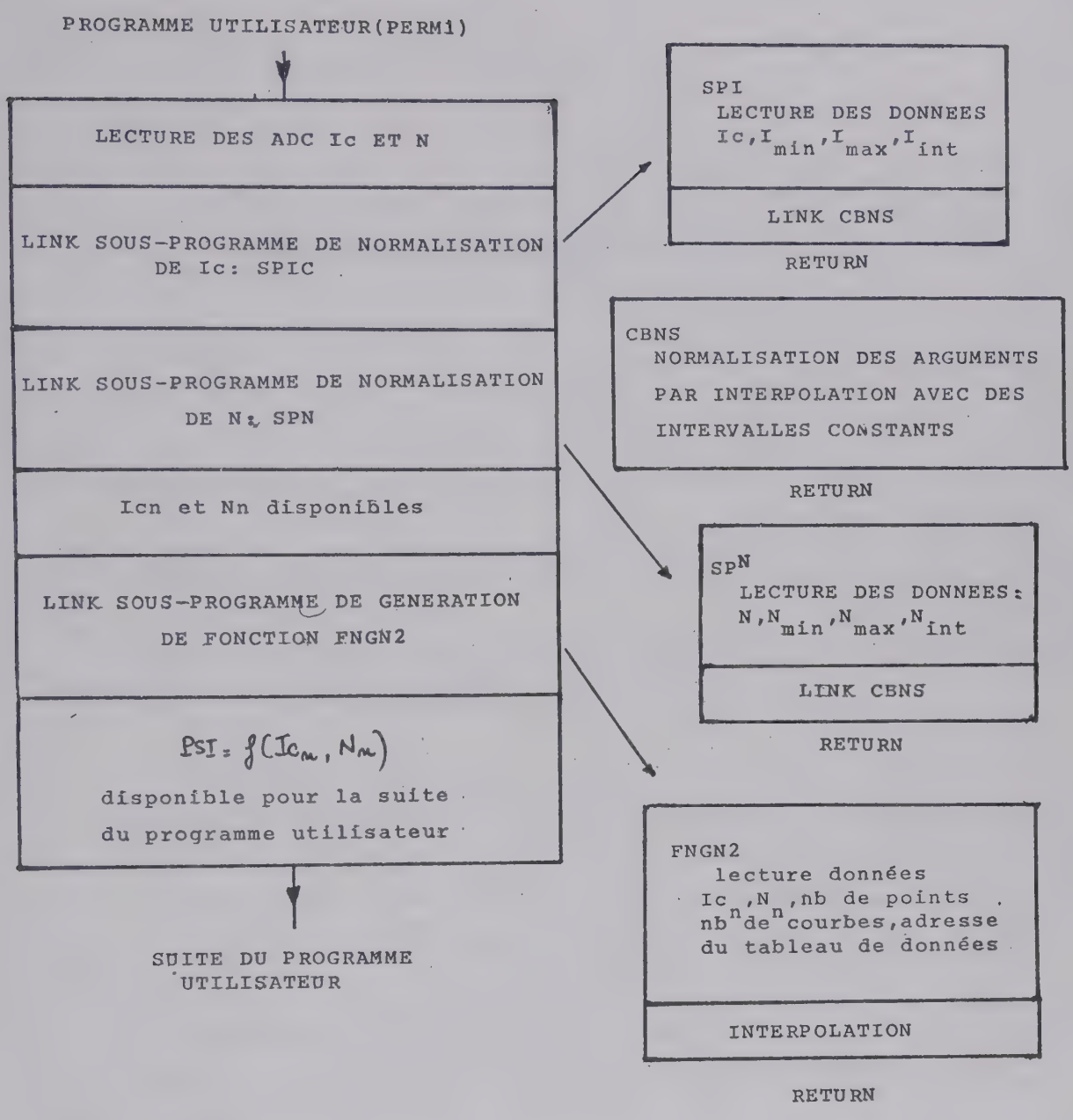
Nb de points : 80
Nb de courbes PSI(N) à Ic fixé : 5
Nb de points par courbe : 16

Temps d'éxécution total: 630µs
Nb de cellules mémoires : 250

Données pour CBNS :

		Ic		N
Valeur minimum	I_{min}	0A	N_{min}	0
Valeur maximum	I_{max}	15A	N_{max}	3000t/mm
Intervalle entre données	I_{int}	3A	N_{int}	200t/mm

Temps d'éxécution total du programme de génération 630µs
Nombre de cellules-mémoire utilisées : 250



* ORGANIGRAMME DE GENERATION DE $PSI = f(Ic, N)$ *

- A N N E X E V -

TECHNOLOGIE DES COMPOSANTS UTILISES

I - Calculateur-Interfaces : Annexe II

II - Commandes extérieures :

Nous avons choisi la technologie CMOS pour tous les composants logiques pour plusieurs raisons ;

- facilité d'alimentation : (0-5 V) (0-15 V)
- faible consommation : puissance dissipée par pente à fréquence maximum 0.1 mW
- immunité au bruit compatible avec un "environnement industriel"
- fréquences d'utilisation élévées (0-1,1 Mhz en statique).

La régulation de courant utilisée était réalisée par une commande analogique. Donc de nombreuses interfaces ont été réalisées par des amplificateurs opérationnels.

- B I B L I O G R A P H I E -

1 - P. HOUNKPATIN
Analyse d'un fonctionnement d'une machine électrique à commutation statique constituée d'un commutateur à thyristor et d'une machine synchrone autopilotée.
Thèse de Docteur-Ingénieur - Université de Toulouse

2 - G. ROJAT
Machine synchrone autopilotée, alimentée par un convertisseur statique à commutation assistée.
Thèse de Docteur de Spécialité - Université de Toulouse - Juillet 74

3 - M. LAJOIE-MAZENC
Contribution à l'étude de la commutation statique et à la conception de nouvelles structures de machines électriques
Thèse de Doctorat d'Etat - Université de Toulouse - Juin 1969

4 - J. OSTER
Contribution à l'étude et à la modélisation des machines synchrones alimentées en courant par convertisseurs statiques.
Thèse de Docteur-Ingénieur - Université de Toulouse - Juillet 1978

5 - G. MOJAL
Contribution à l'étude des procédés de commande des machines synchrones.
Thèse de Docteur de Spécialité - Université de Toulouse - 1976

6 - DE ANDRADE
Contribution à l'étude des possibilités de commutation en régime transitoire des machines synchrones alimentées par convertisseurs statiques.
Thèse de Docteur-Ingénieur - Juin 1976

7 - N. SATO et VV. SEMENOV
Adjustable speed with a brushless DC Motor .
IEEE Trans Volume IGA 7 n° 4
July/August 1971

8 - R. CHAUPRADE
Procédé moderne d'entraînement de grande puissance à vitesse variable par moteurs électriques autopilotés
Revue Jeumont-Schneider n° 24
Septembre 1977

9 - J. HECTOR
Calculateur hybride EAI P500 : Présentation - Utilisation
Note interne LEEI 1976

10 - PACER 100 Digital Computing System - Applications and Programming Manual- EAI

11 - PACER 500 Series Reference Handbook - EAI

12 - F. BORDRY
Régulation numérique de vitesse d'une machine asynchrone autopilotée à commutation électronique, alimentée en tension, par contrôle indirect du flux statorique instantané.
Thèse de Docteur-Ingénieur - Novembre 1978

13 - JC. LAPRIE - A. COSTES
Circuits intégrés logiques
Polycop. ENSEEIHT

14 - M. METZ - H. FOCH - B. TRANNOY
New method of analysing static converter behaviour using global analogue simulation
IMACS Vol 21

15 - M. METZ - P. MARTY - H. FOCH
Interfacing an analogue computer with scale models of electrical networks
EAI User's group Meeting - Barcelona - October 1978

16 - B. TRANNOY - M. LAJOIE-MAZENC - J. OSTER
Modélisation des machines à courant alternatif alimentées en courant par convertisseur statique et autopilotées
Note interne LEEI - Janvier 1979

17 - J. SAINTE ROSE MERIL
Analyse du fonctionnement d'une machine synchrone autopilotée alimentée en courant par un convertisseur direct et de fréquence
Thèse de Docteur de Spécialité 29 mai 1972

INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE
DE TOULOUSE

D E C I S I O N

Le Président de l'Institut National Polytechnique de TOULOUSE

VU les dispositions de l'article 11 de l'arrêté du 16 avril 1974 sur le DIPLOME DE DOCTEUR-INGENIEUR

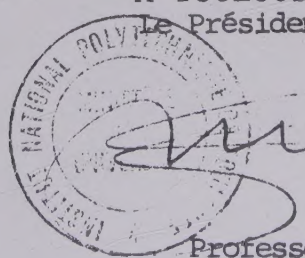
VU le rapport de thèse établi par un des membres du jury

AUTORISE *Monsieur VIAROUGE Philippe*

à présenter une thèse en soutenance pour l'obtention du DIPLOME de DOCTEUR-INGENIEUR devant un jury composé de :

M.	*MARTY, Professeur à l'I.N.P.T.*	Président
M.	*GRELLET, Ingénieur à la Cie Electromécanique (C.E.R.C.E.M.) à Lyon*	Membres
M.	*LAJOIE-MAZENC, Maître de Recherche à l'E.N.S.E.E.I.H.T.*	
M.	*PERRET, Maître de Conférence à l'I.N.P. de Grenoble*	
M.	*TRANNOY, Professeur à l'I.N.P.T.*	

A TOULOUSE, le *26 avril 1979*
Le Président de l'I.N.P.T.



Professeur G. MONTEL